



**Escuela Superior
de Ingeniería**

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA

**GRADO EN INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL**

**MODELADO, SIMULACIÓN, DISEÑO Y
CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE
CONTROL DE UN QUADROTOR**

AUTOR: RAFAEL GUARDEÑO RAMÍREZ

Cádiz, septiembre de 2016



**Escuela Superior
de Ingeniería**

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERIA

**GRADO EN INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL**

**MODELADO, SIMULACIÓN, DISEÑO Y
CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE
CONTROL DE UN QUADROTOR**

**DIRECTORES: MANUEL J. LÓPEZ SÁNCHEZ
VÍCTOR M. SÁNCHEZ CORBACHO**

AUTOR: RAFAEL GUARDEÑO RAMÍREZ

Cádiz, septiembre de 2016

Agradecimientos

Como suele ocurrir, siempre se deja algo o a alguien en el tintero, así que de antemano dar las gracias a todos aquellos que se interesaron por mi trabajo y me apoyaron. Dicho esto, hay personas sin las cuales ni siquiera hubiera tenido la oportunidad de realizar este proyecto, por ello se merecen una mención especial.

A mis padres, ellos me lo han dado todo y han sabido guiarme para llegar a ser lo que hoy soy, creo que no se puede estar más orgulloso de alguien que de ellos. Mamá, gracias por tu cariño, atención y por apoyarme en los momentos malos, sobre todo los vividos durante estos 5 años. Papá, este último año has sido un gran apoyo, escuchando demasiadas charlas sobre el proyecto y animándome a conseguir mis objetivos, me has enseñado mucho desde que tengo memoria, no conozco a una persona más noble e inteligente.

A mi hermana, ella hace más fácil recordar que los problemas nunca son tan grandes, gracias por todos esos ratos de desconexión (Monopoly, Risk y Mario).

A mi pareja, muchísimas gracias Laura. Durante este último año me ha apoyado, ha creído en mí, aguantado charlas interminables sobre este proyecto y ha estado ahí siempre que la he necesitado, animando muchos momentos tristes.

A mis compañeros de piso y amigos, Fernando, Fermín y Carlos. Hemos compartido muy buenos momentos, estos ratos de desconexión han sido oro. A los tres tengo que agradeceros vuestro interés en el proyecto y vuestra ayuda, muchas gracias amigos.

Al grupo de investigación de Diseño de Circuitos Microelectrónicos, en especial a José María Guerrero y a Ángel Quirós. Siempre han estado dispuestos a escucharme y aconsejarme, me han prestado una gran ayuda en la parte hardware del proyecto y me han tratado como a uno más, facilitándome el material disponible en sus laboratorios, gracias.

A los miembros del grupo de investigación GAPSIS, por todo su interés y apoyo en este trabajo.

A Antonio Perinián, por ceder su quadrotor desinteresadamente y creer desde un principio que el objetivo de este trabajo se podía conseguir, con los riesgos que todo esto implica, muchas gracias.

Por último, a mis dos directores de este trabajo, Manuel Jesús López y Víctor Manuel Sánchez. Muchas gracias por todos los consejos, por todo lo que me habéis enseñado durante el grado y por la motivación que transmitís, con profesores de vuestra talla retos que pueden parecer imposible para un alumno de grado se convierten en realidad. Me habéis apoyado y ayudado muchísimo en este trabajo, nuestro proyecto, muchísimas gracias a los dos.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Estado del Arte	1
1.2. Objetivos	8
1.3. Productos comerciales empleados	9
1.3.1. Estructura física DJI F-450	9
1.3.2. Motores brushless	10
1.3.3. Controladores de velocidad, ESC	11
1.3.4. Hélices	11
1.3.5. Módulos de comunicación jD-RF868Plus	12
2. Modelo matemático	14
2.1. Introducción	14
2.2. Sistemas de referencia	15
2.2.1. Sistema de referencia inercial	15
2.2.2. Sistema de referencia no inercial	16
2.3. Orientación entre dos sistemas de referencia con origen común	18
2.3.1. Ángulos de Euler	19
2.4. Modelo matemático de un quadrotor	20
2.4.1. Dinámica del quadrotor	21
3. Caracterización de los rotores	26
3.1. Introducción	26
3.2. Caracterización en otros trabajos	27
3.3. Caracterización propia de los rotores	30
3.3.1. Sensores, electrónica de acondicionamiento y dispositivos receptores	30
3.3.2. Metodología	42
3.3.3. Modelado de los rotores	47
3.4. Modelo matemático completo	61
4. Diseño de controladores	68
4.1. Introducción	68
4.2. Modelo matemático para el diseño	70
4.2.1. Linealización	74
4.3. Métodos de control en el espacio de estados	77
4.3.1. Control modal	77
4.3.2. Control LQR	81

4.4.	Desarrollo y validación del controlador	82
4.4.1.	Control LQR con acción integral	84
4.4.2.	Discretización	88
4.4.3.	Controlador para el sistema no lineal completo	97
5.	Sensores	102
5.1.	Introducción	102
5.2.	Variables necesarias para el control de un UAV	103
5.2.1.	Actitud del sistema	103
5.2.2.	Velocidades angulares	104
5.2.3.	Posición del sistema	104
5.2.4.	Velocidades lineales	104
5.3.	Sensores y sus carencias	104
5.3.1.	Acelerómetros	104
5.3.2.	Giróscopos	105
5.3.3.	Magnetómetros	106
5.3.4.	GPS	106
5.3.5.	Barómetro	107
5.3.6.	Fusión de sensores	108
5.4.	Comparación y elección de sensores comerciales	109
5.4.1.	Unidades de medición inercial	109
5.4.2.	Barómetros	118
5.4.3.	GPS	120
5.4.4.	Sensores de prestaciones superiores	121
5.5.	Diseño de la Unidad de medición para Vehículos Aéreos no Tripulados	125
5.5.1.	Circuitos	125
5.5.2.	Diseño de la PCB	130
5.6.	Fabricación y test de la unidad de medición	131
5.6.1.	Fabricación de la PCB	131
5.6.2.	Test de la unidad de medición	136
6.	Estimación de variables de estado	142
6.1.	Introducción	142
6.2.	Estimación de la altura y velocidad lineal en z , ambas referidas a ejes tierra	143
6.2.1.	Observadores de estado	143
6.2.2.	Control LQG	146
6.2.3.	Diseño del filtro de Kalman estacionario	146
6.2.4.	Implementación del filtro de Kalman estacionario en lenguaje C	154
6.3.	Estimación de la actitud del sistema	157
6.3.1.	Algoritmos de estimación de la actitud	157
6.3.2.	Cuaterniones	158
6.3.3.	Estimación de la actitud basada en el gradiente descendiente, Madgwick	160

7. Simulación en tiempo real (HILS)	171
7.1. Introducción	171
7.2. Caracterización de medidas	172
7.3. Simulación realista	173
7.4. Interfaz Simulink-Microcontrolador	177
7.5. Simulaciones Hardware-In-the-Loop	180
8. Controladores implementados en el sistema real	182
8.1. Introducción	182
8.2. Estructura I-PD	182
8.2.1. Reajuste del controlador LQR /LQG	187
8.3. Modificación de la estructura del controlador LQR/LQG	190
8.4. Controlador de Posición	197
8.5. Diseño del controlador de posición	198
8.6. Validación del controlador en simulaciones	201
9. Implementación de algoritmos en un sistema embebido	209
9.1. Introducción	209
9.2. Microcontrolador LPC4078	209
9.3. Estructura de programación	211
9.4. MicroC/OS-III	212
9.4.1. Tareas	213
9.4.2. Mutex	214
9.4.3. Mailbox	214
9.4.4. Planificador de tareas	214
10.Pruebas realizadas con el sistema real	215
10.1. Introducción	215
10.2. Prueba 1	216
10.3. Prueba 2	219
10.4. Prueba 3	222
10.5. Prueba 4	225
11.Diseño Unidad de la Vuelo	227
11.1. Introducción	227
11.2. Circuitos	232
11.2.1. Alimentación	232
11.2.2. Microcontrolador LPC4078FBD80	233
11.2.3. Periféricos	235
11.3. PCB	240
12.Conclusiones	242

Índice de figuras

1.1. Sirius Pro, consiguió realizar un aterrizaje casi perfecto, con un error de 1 metro, a 4264 metros de altitud (a) y el MN-F300, es un avión de ala fija no tripulado para operaciones multifuncionales (b).	1
1.2. Alpha Unmanned Systems, empleado por universidades y centros de investigación y formación.	2
1.3. Phantom 4, de la casa DJI, rastrea objetivos móviles y esquiva obstáculos de forma autónoma.	2
1.4. UAV HADA, desarrollado por el INTA (Instituto Nacional de Técnica aeroespacial), combina la autonomía de un ala fija y la maniobrabilidad de un helicóptero.	3
1.5. Dirigible no tripulados abastecido mediante energía solar.	3
1.6. Fotografía tomada por un UAV en una misión de rescate desarrollada en un entorno hostil.	3
1.7. Hexacopter filmando una escena de acción, accede con facilidad a escenas arriesgadas.	4
1.8. Los UAVs permiten la supervisión constante de bosques y parques naturales en horas de alto riesgo, buscando puntos activos o conatos de incendio.	4
1.9. Imágenes tomadas por un UAV que recoge información sobre un campo de cultivo, base fundamental de una nueva técnica agraria conocida como <i>agricultura de precisión</i>	5
1.10. Quadrotor empleado para la evaluación de un campo de cultivo de maíz.	5
1.11. Optocopter empleado por el ayuntamiento de Murcia para la localización, identificación y erradicación, mediante fumigación focalizada, del mosquito tigre y sus larvas.	6
1.12. En la fotografía de la izquierda (a) se puede apreciar un multirrotor inspeccionando líneas de alta tensión, liberando así del riesgo al operario y, por otro lado, la imagen de la derecha (b) captada por el 'aracnóptero', una aeronave diseñada para inspeccionar las palas de aerogeneradores.	6
1.13. A la izquierda el UAV de combate israelí (a) y, a la derecha, el avión no tripulado Fulmar, diseñado en el País Vasco y de 20 kilos, permite grabar imágenes a 50 kilómetros de la base y ya se está utilizando en Malasia para detectar piratas en la costa (b).	7
1.14. Miniquadrotor, diseñado para poder volar en espacios reducidos, de esta forma no se limita el acceso a este creciente hobby.	7
1.15. Estructura del quadrotor comercial empleada en este trabajo.	10

1.16. Motores Brushless 2212/920kv.	10
1.17. ESC 30A Opto, de la casa DJI.	11
1.18. Hélices de fibra de carbono, debido a su rigidez proporcionan un mayor empuje que las hélices fabricadas con polímeros.	12
1.19. Pack comercial que contiene: los módulos transreceptores jD-RF868Plus, antenas y el cableado necesario para ponerlos en funcionamiento. . . .	13
2.1. Quadrotor, en misión de vigilancia, sistema MIMO de 4 entradas y 6 salidas.	14
2.4. Sistema de referencia de ejes cuerpo.	17
2.2. Sistemas de referencia: Sistema de ejes horizonte local (—), sistema de ejes tierra (—) y sistema geocéntrico (—).	17
2.3. Nuevo sistema inercial (—), sistema de ejes horizonte local — y sistema de ejes tierra —.	18
2.5. Sistema de ejes cuerpo B , elegido para el vehículo multirotor usado en este trabajo, y sistema de ejes tierra E	20
3.1. Esquema de uno, de los cuatro, actuadores del sistema.	26
3.2. Esquema simplificado de los actuadores del sistema.	27
3.3. Estructura seguida por [5] para caracterizar los rotores.	27
3.4. Resultados obtenidos por el autor en [5] que caracterizan el empuje frente a las revoluciones por minuto del rotor.	29
3.5. Relación lineal entre el empuje y las revoluciones por minuto, [5]. . .	29
3.6. Relación lineal entre el par y el ciclo de trabajo de la señal PWM, [5].	30
3.7. Puente de Wheatstone, aplicado a cuatro galgas extensiométricas (a) y esquema de una celda de carga que trabaja a flexión (b).	31
3.8. Celda de carga empleada para caracterizar los rotores del sistema. . .	31
3.9. Esquema de un amplificador diferencial.	32
3.10. Etapa de entrada de alta impedancia y ganancia variable del amplificador de instrumentación.	34
3.11. Amplificador de instrumentación.	34
3.12. Equivalencia del amplificador de instrumentación en funcionamiento en modo común.	35
3.13. Equivalencia del amplificador de instrumentación en funcionamiento en modo diferencial.	35
3.14. Esquema del amplificador diferencial implementado para acondicionar la señal entregada por la celda de carga.	36
3.15. Detector óptico QR1114.	37
3.16. Circuito empleado para acondicionar la señal entregada por el QR1114 .	37
3.17. Tiempos de bajada y tiempo de subida del sensor QR1114.	38
3.18. Placa de desarrollo LPC4088-32 Developer's Kit.	39
3.19. Tarjeta NI-ESB-6211, de la casa NATIONAL INSTRUMENTS, (a) y sus posibles configuraciones para el fondo de escalada (b).	40
3.20. Configuración Single Ended para el convertidor ADC de la tarjeta NI USB-6211.	41
3.21. Pines empleados de la tarjeta NI USB-6211.	41

3.22. Script realizado en MatLab para obtener las medidas de uno de los canales del convertidor ADC de la tarjeta Ni USB-6211.	42
3.23. Boceto con el que se pretende ilustrar el procedimiento que se empleará en la caracterización del empuje de los rotores.	43
3.24. Montaje empleado para caracterizar el empuje de los rotores.	43
3.25. En rojo (—) puede apreciarse la señal obtenida, del convertidor ADC, al dotar al conjunto de un peso mayor y en verde (—) la señal obtenida sin añadir ningún peso al conjunto	44
3.26. Montaje, más de cerca, empleado para caracterizar el empuje de los rotores	44
3.27. Boceto con el que se pretende ilustrar el procedimiento que se empleará en la caracterización el par generado por los rotores.	45
3.28. Pesos patrones empleados para calibrar la celda de carga.	45
3.29. Voltaje obtenido, desde el convertidor ADC de la tarjeta NI USB-6211, tras aplicar a la celda de carga los distintos pesos patrones.	46
3.30. Montaje empleado para caracterizar el par mecánico generado por los rotores.	47
3.31. Montaje empleado, más de cerca, para caracterizar el par mecánico generado por los rotores.	47
3.32. Modelado, realizado en Simulink, donde se caracteriza la dinámica de los actuadores del sistema.	48
3.33. Método para obtener la función de transferencia estimada basado en la curva de reacción del proceso, [9].	49
3.34. Escalones en el ciclo de trabajo de la señal PWM enviada al ESC desde el microcontrolador.	50
3.35. Revoluciones por minuto del rotor, en función de las señales escalón de la figura 3.34.	51
3.36. Variación de la constante de tiempo efectiva del rotor, en función de la velocidad de giro del mismo.	51
3.37. Variación de la constante de retardo efectiva del rotor, en función de la velocidad de giro del mismo.	52
3.38. Variación de la ganancia del rotor, en función del ciclo de trabajo.	53
3.39. En amarillo (—) puede apreciarse la señal recogida por el convertidor ADC y en rojo (—) el resultado de aplicarle, a dicha señal, un filtrado paso bajo, eliminando así las vibraciones mecánicas.	54
3.40. Revoluciones del rotor correspondientes a la figura 3.39.	55
3.41. Relación entre el empuje del rotor 1 y las revoluciones por minuto del mismo.	55
3.42. Relación entre el empuje del rotor 1 y las revoluciones por minuto del mismo.	56
3.43. Revoluciones del rotor correspondientes a la figura 3.42	57
3.44. Par generado por el rotor 1, en función de sus revoluciones por minuto.	57
3.45. Ganancia estacionaria, constante de tiempo efectiva, constante de retardo efectiva y empuje que caracterizan al rotor 2.	58
3.46. Ganancia estacionaria, constante de tiempo efectiva, constante de retardo efectiva y empuje que caracterizan al rotor 3.	60
3.47. Bloque general del modelo del quadrotor.	64

3.48. Bloque rotores del modelo del quadrotor.	64
3.49. Bloque rotores, donde se contempla su dinámica y sus zonas muertas, del modelo del quadrotor.	65
3.50. Bloque pares del modelo del quadrotor.	66
3.51. Bloque empuje, generado por los rotores, del modelo del quadrotor. . .	66
3.52. Bloque fuerzas del modelo del quadrotor.	67
4.1. Sistema a controlar, quadrotor DJI F450.	69
4.2. Construcción en Simulink del modelo matemático empleado para diseñar el controlador del sistema.	74
4.3. Diagrama de bloques de un sistema lineal e invariante en el tiempo representado en el espacio de estados.	74
4.4. Quadrotor efectuando un hover, punto de equilibrio del sistema. . . .	75
4.5. Estructura de control mediante la realimentación del vector de estado, equivalente a un regulador PD.	78
4.6. Estructura de control mediante la realimentación del vector de estado con acción integral, regulador I-PD.	80
4.7. Sistema lazo cerrado, controlador acción integral.	84
4.8. Controlador realimentación del vector de estado con acción integral. .	85
4.9. Posición del sistema (—), proyectada en ejes tierra, y el setpoint de la altura (—).	87
4.10. Salidas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw, ante un cambio en el setpoint (—) en la altura.	87
4.11. Señales de control del sistema.	88
4.12. Controlador discretizado, realimentación del vector de estado con acción integral.	89
4.13. Salidas del sistema (—) Roll, Pitch, Yaw y Z, ante distintos cambios en el setpoint (—) de la altura, realizando la maniobra de hover, para $T_m = 0.01 \text{ s}$	89
4.14. Señales de control del sistema, $T_m = 0.01 \text{ s}$	90
4.15. Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, al efectuar la maniobra hover, $T_m = 0.01 \text{ s}$	90
4.16. Respuestas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw al someter al sistema a una pequeña perturbación en Roll, $T_m = 0.01 \text{ s}$	91
4.17. Señales de control del sistema, ante un breve cambio en el SetPoint del Roll, $T_m = 0.01 \text{ s}$	92
4.18. Posición del sistema (—), proyectada en el sistema de ejes tierra, al aplicarle una perturbación mientras este realiza la maniobra hover, $T_m = 0.01 \text{ s}$	92
4.19. Respuestas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw ante varios cambios de setpoints (—), $T_m = 0.001 \text{ s}$	93
4.20. Señales de control del sistema, ante varios cambios de setpoints, $T_m =$ 0.001 s	94
4.21. Respuestas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw, ante varios cambios de setpoints (—), $T_m = 0.0025 \text{ s}$	95
4.22. Señales de control del sistema, ante varios cambios de setpoints, $T_m =$ 0.0025 s	96

4.23. Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, ante varios cambios de setpoints (—), $T_m = 0.0025$ s.	96
4.24. Salidas del sistema (—) Roll, Pitch, Yaw y Z, ante distintos cambios en el setpoint (—) de la altura, realizando la maniobra del hover, para $T_m = 0.0025$ s.	97
4.25. Señales de control del sistema al realizar la maniobra del hover, en distintas alturas, $T_m = 0.0025$ s.	98
4.26. Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, ante varios cambios del setpoint de la altura (—), mientras el sistema realiza la maniobra del hover ($T_m = 0.0025$ s).	98
4.27. Salidas del sistema (—) Roll, Pitch, Yaw y Z, ante distintos cambios en el setpoint (—) del sistema, para $T_m = 0.0025$ s.	100
4.28. Señales de control del sistema al realizar una maniobra de seguimiento de todos sus setpoints, $T_m = 0.0025$ s.	100
4.29. Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, ante varios cambios del setpoint (—) del sistema, $T_m = 0.0025$ s.	101
5.1. Actitud de una aeronave.	103
5.2. Funcionamiento de un GPS.	107
5.3. Integrado del MARG LSM9DS0.	110
5.4. Fondos de escala acelerómetros LSM9DS0.	110
5.5. Resolución de los acelerómetros LSM9DS0 para distintos fondos de escala.	111
5.6. Output data rate, acelerómetros LSM9DS0.	111
5.7. Fondos de escala disponibles para los giróscopos del LSM9DS0.	111
5.8. Resolución para los distintos fondos de escala de los giróscopos del LSM9DS0.	112
5.9. Output data rate, acelerómetros LSM9DS0.	112
5.10. Output data rate, acelerómetros LSM9DS0.	112
5.11. Offset de los giróscopos del LSM9DS0.	113
5.12. Fondos de escala magnetómetros LSM9DS0.	113
5.13. Resolución para los distintos fondos de escala de los magnetómetros LSM9DS0.	113
5.14. Output data rate, magnetómetros LSM9DS0.	114
5.15. MARG MPU-9250.	114
5.16. Fondos de escala acelerómetros MPU-9250.	114
5.17. Resolución para los distintos fondos de escala de los acelerómetros MPU-9250.	115
5.18. Output data rate acelerómetros MPU-9250.	115
5.19. Ruido blanco gaussiano acelerómetros MPU-9250.	115
5.20. Fondos de escala de los giróscopos MPU-9250.	115
5.21. Resolución para los distintos fondos de escala de los giróscopos MPU-9250.	115
5.22. Output data rate giróscopos MPU-9250.	116
5.23. Ruido blanco gaussiano de los giróscopos MPU-9250.	116
5.24. Offset de los giróscopos MPU-9250.	116
5.25. Propiedades magnetómetros MPU-9250.	116

5.26. Modos de funcionamiento del magnetómetro AK8963, integrado en la MPU-9250.	117
5.27. Integrado barómetro LPS331AP.	118
5.28. Resolución barómetro LPS331AP.	118
5.29. Output data rate barómetro LPS331AP.	119
5.30. Output data rate barómetro LPS331AP.	119
5.31. Propiedades barómetro MPL3115A2.	120
5.32. GPS Fastrax IT520.	121
5.33. GPS maestro A2235-H.	121
5.34. Lidar-lite empleado para estimar la altura y la velocidad lineal en z del sistema.	122
5.35. PX4FLOW, empleado para estimar la posición horizontal y la velocidad lineal en x e y del sistema.	123
5.36. Esquema interno MARG.	125
5.37. Esquemático MARG.	126
5.38. Esquema interno barómetro.	127
5.39. Esquemático barómetro.	127
5.40. Esquemático GPS.	128
5.41. Selección del protocolo de comunicación del GPS A2335-H.	128
5.42. Selección velocidad de transmisión, baudios.	129
5.43. GPS A2335-H + antena exterior.	129
5.44. Esquemático Unidad de medición de vuelo.	130
5.45. PCB Unidad de medición de vuelo.	130
5.46. Pads de la unidad de medición inercial.	132
5.47. PCB fresadora.	132
5.48. PCB estañada.	133
5.49. PCB procedimiento insolación estañada.	134
5.50. PCB tras aplicar máscara de soldadura.	134
5.51. MARG soldada.	135
5.52. PCB finalizada y operativa, comparativa moneda 10 céntimos.	135
5.53. Presión medida en reposo.	136
5.54. Altura medida en reposo.	136
5.55. Altura entregada por el barómetro (—), filtro paso-bajo (—) y filtro Kalman (—).	137
5.56. Temperatura medida por el sensor interno del barómetro.	137
5.57. Código NMEA enviado por el GPS.	138
5.58. Variación de la componente de la gravedad, MARG.	139
5.59. Variación de velocidades angulares medidas por la MARG.	139
5.60. Temperatura entregada por el MARG.	140
5.61. Interfaz en Simulink para el MARG.	140
6.1. Diagrama de bloques observador de estado de orden completo.	144
6.2. Diagrama de bloques observador de orden completo, modelado en Simulink.	149
6.3. Altura estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), altura entregada por el Lidar (—) y altura real (—).	150

6.4.	Altura estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), altura entregada por el Lidar (—) y altura real (—).	150
6.5.	Velocidad estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), velocidad obtenida de la derivada de la medida (—) y velocidad real (—).	151
6.6.	Velocidad estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), velocidad obtenida de la derivada de la medida (filtrada) (—) y velocidad real (—).	151
6.7.	Altura estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), altura entregada por el barómetro (—) y altura real (—).	153
6.8.	Velocidad estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), velocidad obtenida de la derivada de la medida (filtrada) (—) y velocidad real (—).	153
6.9.	Implementación en C, en el microcontrolador LPC4078, del filtro de Kalman estacionario.	156
6.10.	Comparativa del coste de computo de la implementación de los algoritmos de: EKF, Madgwick y Mahony. En MatLab/Simulink y en un sistema embebido.	158
6.11.	Comparativa del valor eficaz del error cometido por los algoritmos del EKF, de Madgwick y de Mahony.	158
6.12.	Esquema completo del algoritmo para la estimación de la actitud de Madgwick	167
6.13.	Esquema de la parte del algoritmo, para la estimación de la actitud de Madgwick, que realmente se ha implementado	168
6.14.	Valores óptimos para la ganancia β	169
6.15.	Valores óptimos para la ganancia β	170
7.1.	Caracterización de las variables de estado empleadas para la realimentación del control.	172
7.2.	Actitud del sistema (—) realizando las maniobras de despegue, hover y aterrizaje, setpoints (—).	173
7.3.	Posición del sistema (—) realizando las maniobras de despegue, hover y aterrizaje, setpoints (—).	174
7.4.	Señales de control del sistema al realizar las maniobras de despegue, hover y aterrizaje.	174
7.5.	$Roll$ y p reales del sistema (—) vs $Roll$ y p medidas (—).	175
7.6.	z y w reales del sistema (—) vs z y w estimadas (—).	175
7.7.	Variación dinámica de la ganancia y las constantes de tiempo y retardo efectivas del $rotor_1$.	176
7.8.	Interfaz empleado para enviar y recibir datos entre Simulink y el microcontrolador.	177
7.9.	Bloque de configuración del puerto serie empleado.	177
7.10.	Bloque de recepción de datos desde el puerto serie.	178
7.11.	Bloque empleado para enviar datos a través el puerto serie.	179
7.12.	Bloque Zero-Order Hold.	179
7.13.	Simulación en tiempo real: actitud del sistema (—) realizando las maniobras de seguimiento de los setpoints (—).	180

7.14. Simulación en tiempo real: posición del sistema (—) realizando las maniobras de despegue, seguimiento de ángulos y aterrizaje (setpoints —).	181
7.15. Simulación en tiempo real: señales de control del sistema al realizar las maniobras de despegue, hover y aterrizaje.	181
8.1. Estructura controlador LQR con acción integral.	183
8.2. Altura del sistema (—) frente al setpoint (—).	185
8.3. Actitud del sistema (—) frente a los setpoints (—).	186
8.4. Actitud del sistema (—) frente a los setpoints marcados(—).	187
8.5. Actitud del sistema (—), realizando la maniobra del hover (—).	188
8.6. Posición del sistema (—) al realizar las maniobras de despegue, hover y aterrizaje (—).	188
8.7. Señales de control del sistema, maniobra de hover.	189
8.9. Actitud del sistema (—), realizando maniobras de seguimiento de escalones (—).	191
8.8. Estructura de control PID, modelada en Simulink.	191
8.10. Señales de control del sistema, maniobras de seguimiento.	192
8.11. Actitud del sistema (—), realizando la maniobra de seguimiento a dos senos cuyas frecuencias son de 1.5Hz (—).	193
8.12. Señales de control del sistema generadas para conseguir que el sistema siga a una seno de 1.5Hz de frecuencia.	193
8.13. Posición del sistema (—), al seguir a dos senos en <i>Roll</i> y en <i>Pitch</i> , a una altura solicitada de 1.5m(—).	194
8.14. Actitud del sistema (—), realizando la maniobra de seguimiento a dos senos cuyas frecuencias son de 0.75Hz (—).	195
8.15. Comparativa entre el overshoot presente cuando el sistema en lazo cerrado sigue a una seno de 1.5Hz y a otra seno de 0.75Hz, ambas con una amplitud de 0.1rad.	196
8.16. Esquema que muestra la interacción entre el sistema, el controlador de estabilidad y el controlador de posición.	198
8.17. Variación de x en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo <i>Pitch</i> .	199
8.18. Variación de y en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo <i>Roll</i> .	199
8.19. Variación de u en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo <i>Pitch</i> .	200
8.20. Variación de v en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo <i>Roll</i> .	200
8.21. Actitud del sistema (—), modificada por el controlador de posición (setpoints —).	201
8.22. Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).	202
8.23. Señales de control del sistema, manteniendo una posición fija.	202
8.24. Perturbación aplicada a la entrada del controlador de estabilidad (—), setpoint a la entrada del controlador de estabilidad (—) y señal de control generada por el controlador de posición afectado (—).	204
8.25. Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—) al aplicarle una perturbación a la entrada del controlador de estabilidad.	204

8.26. Perturbación aplicada a la entrada del controlador de estabilidad (—), setpoint a la entrada del controlador de estabilidad (—) y señal de control generada por el controlador de posición afectado (—).	205
8.27. Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—) al aplicarle una perturbación a la entrada del controlador de estabilidad.	206
8.28. Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).	207
8.29. Actitud del sistema (—), modificada por el controlador de posición (setpoints —).	208
8.30. Señales de control del sistema, generadas por el controlador de estabilidad para conseguir llevar el sistema a diferentes posiciones, según los comandos del controlador de posición.	208
9.1. Relación entre el LPC4078 y sus entradas/salidas.	210
9.2. Esquema representativo del código implementado en el microcontrolador LPC4078, programación a capas.	212
9.3. Esquema de las relaciones entre los recursos empleados del microC/OS y los periféricos, o recursos, del microcontrolador LPC4078.	213
10.1. Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).	216
10.2. Señal de control (Ángulos <i>Roll</i> y <i>Pitch</i>) (—) generadas por el controlador de posición frente a las variables a controlar (x e y) (—).	217
10.3. Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (<i>Roll</i> y <i>Pitch</i>) modificados por el controlador de posición.	218
10.4. Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).	219
10.5. Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (<i>Roll</i> y <i>Pitch</i>) modificados por el controlador de posición.	220
10.6. Señal de control (Ángulos <i>Roll</i> y <i>Pitch</i>) (—) generadas por el controlador de posición, frente a las variables a controlar (x e y) (—).	220
10.7. Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).	222
10.8. Señal de control (Ángulos <i>Roll</i> y <i>Pitch</i>) (—) generadas por el controlador de posición, frente a las variables a controlar (x e y) (—).	223
10.9. Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (<i>Roll</i> y <i>Pitch</i>) modificados por el controlador de posición.	223
10.10 Gráfica superior: (—) medida de la altura entregada por el Lidar y (—) estimación de la altura realizada por el filtro de Kalman. Gráfica inferior, estimación de la velocidad lineal en z , proyecta en ejes tierra.	224
10.11 Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (<i>Roll</i> y <i>Pitch</i>) modificados por el controlador de posición.	225
10.12 Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).	225
11.1. Serigrafía de la unidad de Vuelo del quadrotor (escala 1.7 : 1).	228
11.2. Esquemático de la alimentación que abastece a de la Unidad de Vuelo.	229
11.3. Esquemático de la Unidad de Vuelo. Microcontrolador.	230
11.4. Esquemático de la Unidad de Vuelo. Conectores para periféricos externos.	231
11.5. Esquemático alimentación de la unidad de control.	232
11.6. Esquemático de las entradas principales al microcontrolador.	234
11.7. Esquemático componentes necesarios para programar el microcontrolador desde el interfaz con el PC.	234

11.8. Esquemático periféricos de la Unidad de Vuelo.	235
11.9. EEPROM añadida a la Unidad de Vuelo.	236
11.10Conectores específicos de la Unidad de Vuelo.	237
11.11Conectores específicos de la Unidad de Vuelo.	238
11.12Conectores de alimentación: a 3.3 V, a 5 V y a 12 V. Se han empleado leds indicadores, con sus resistencias de polarización, para verificar que la alimentación esta operativa.	239
11.13Pulsador, lógica inversa.	239
11.14Cara superior de la PCB Unidad de vuelo (escala 1.7 : 1).	240
11.15Cara inferior de la PCB Unidad de vuelo (escala 1.7 : 1).	241

Índice de cuadros

3.1. Constantes de tiempo obtenidas por el autor en [5].	28
3.2. Valores de las resistencias empleadas para materializar el amplificador de instrumentación.	36
3.3. Constantes que caracterizan la dinámica y la ganancia del rotor 1. . .	53
3.4. Valores de los parámetros del modelo de quadrotor.	63
4.1. Valores de los parámetros del modelo de diseño.	70
5.1. Pines de la unidad de medición.	131

Capítulo 1

Introducción

1.1. Estado del Arte

En la actualidad, existen una gran cantidad de vehículos aéreos no tripulados, denominados UAVs (Unmanned Aerial Vehicle), los cuales se emplean para multitud de tareas de diversa índole. Esto se debe en parte a la reducción de costes de fabricación, mantenimiento y uso frente a los vehículos aéreos tripulados, ventajas directamente relacionadas con el tamaño reducido de los UAVs frente a las aeronaves convencionales. A continuación, se clasifican los UAVs en función de su estructura y en función de sus aplicaciones.

Vehículos aéreos no tripulados en función de su estructura:

- **UAV de ala fija:** Posee un ala rígida caracterizada por su superficie de sustentación, sobre la cual se genera un empuje vertical que varía según la velocidad de avance de la aeronave. Su estructura es más simple, en comparación con los vehículos de ala rotatoria, por lo tanto, requieren menor mantenimiento y, lo más importante, esta estructura asegura una aerodinámica más eficiente, permitiendo vuelos más largos y el alcance de velocidades más elevadas.



(a)



(b)

Figura 1.1: Sirius Pro, consiguió realizar un aterrizaje casi perfecto, con un error de 1 metro, a 4264 metros de altitud (a) y el MN-F300, es un avión de ala fija no tripulado para operaciones multifuncionales (b).

- **UAV de ala rotatoria:** Las principales ventajas de los UAVs de ala rotatoria, frente a los de ala fija, son la capacidad de aterrizar, y despegar, verticalmente y, por otro lado, la precisión y agilidad con la que pueden realizar maniobras complejas. Destacan dos tipos principales de vehículos de ala rotatoria:

- **Helicópteros**



Figura 1.2: Alpha Unmanned Systems, empleado por universidades y centros de investigación y formación.

- **Multicópteros**



Figura 1.3: Phantom 4, de la casa DJI, rastrea objetivos móviles y esquiva obstáculos de forma autónoma.

- Vehículos mixtos y otros tipos de estructuras



Figura 1.4: UAV HADA, desarrollado por el INTA (Instituto Nacional de Técnica aeroespacial), combina la autonomía de un ala fija y la maniobrabilidad de un helicóptero.



Figura 1.5: Dirigible no tripulados abastecido mediante energía solar.

Existen un gran cantidad, y variedad, de aplicaciones para las cuales los UAVs se están imponiendo en el mercado, como:

- Búsqueda de personas desaparecidas



Figura 1.6: Fotografía tomada por un UAV en una misión de rescate desarrollada en un entorno hostil.

- Cinematografía y fotografía aérea



Figura 1.7: Hexacopter filmando una escena de acción, accede con facilidad a escenas arriesgadas.

- Prevención y control de incendios



Figura 1.8: Los UAVs permiten la supervisión constante de bosques y parques naturales en horas de alto riesgo, buscando puntos activos o conatos de incendio.

■ Agricultura

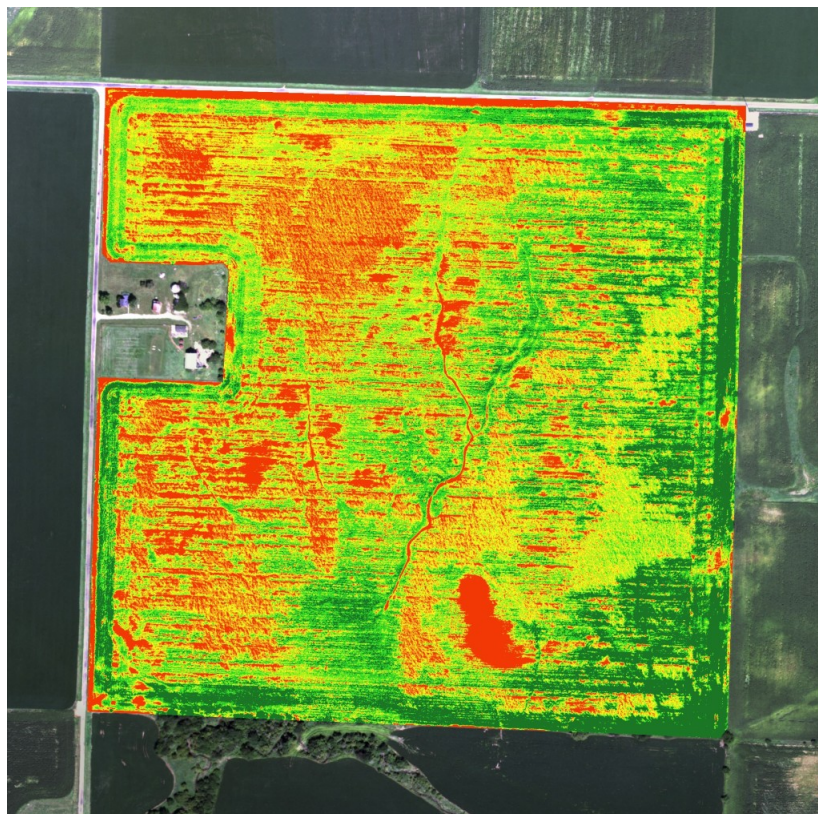


Figura 1.9: Imágenes tomadas por un UAV que recoge información sobre un campo de cultivo, base fundamental de una nueva técnica agraria conocida como *agricultura de precisión*.



Figura 1.10: Quadrotor empleado para la evaluación de un campo de cultivo de maíz.

■ Control de fauna invasora



Figura 1.11: Optocopter empleado por el ayuntamiento de Murcia para la localización, identificación y erradicación, mediante fumigación focalizada, del mosquito tigre y sus larvas.

- **Mantenimiento e inspección de equipos o sistemas de alto riesgo**



(a)



(b)

Figura 1.12: En la fotografía de la izquierda (a) se puede apreciar un multirrotor inspeccionando líneas de alta tensión, liberando así del riesgo al operario y, por otro lado, la imagen de la derecha (b) captada por el 'aracnocóptero', una aeronave diseñada para inspeccionar las palas de aerogeneradores.

- **Defensa y vigilancia**



(a)



(b)

Figura 1.13: A la izquierda el UAV de combate israelí (a) y, a la derecha, el avión no tripulado Fulmar, diseñado en el País Vasco y de 20 kilos, permite grabar imágenes a 50 kilómetros de la base y ya se está utilizando en Malasia para detectar piratas en la costa (b).

■ Aplicaciones de ocio y entretenimiento



Figura 1.14: Miniquadrotor, diseñado para poder volar en espacios reducidos, de esta forma no se limita el acceso a este creciente hobby.

1.2. Objetivos

Realizar cualquiera de las aplicaciones presentadas en el apartado anterior, conlleva un gran esfuerzo si se pretende comenzar desde cero. Por lo tanto, el objetivo de este trabajo fin de grado es sentar las bases, comenzando desde el nivel más bajo, sobre las cuales se apoyan todas las aplicaciones anteriores, un buen control de un UAV.

Por ello, se persigue realizar el diseño del hardware electrónico y el software para el controlador de un vehículo aéreo no tripulado de tipo multirrotor (un quadrotor), que permita realizar un vuelo estático estabilizado a una altura del suelo (hover) de manera aceptable, y además, una primera aproximación al control de la posición del sistema.

Para ello las tareas a desarrollar en este trabajo son:

- **Modelado matemático:** Obtención de un modelo matemático del sistema, el cual se deberá caracterizar para el quadrotor real que se empleará en este trabajo. Entre otras magnitudes, será necesario caracterizar: momentos de inercia del sistema, empuje y par generado por los rotores, masa, coeficientes de resistencia aerodinámicos y dinámica de los rotores.
- **Diseño del controlador (software):** Al ser un sistema MIMO 4x6 (Sistema de múltiples entradas y múltiples salidas, 4 entradas y 6 salidas) no es una tarea sencilla, por ello, se emplearán técnicas de control modernas basadas en el espacio de estados, apoyadas en todo momento de simulaciones realizadas en MatLab/Simulink. El controlador que estabilice al modelo matemático se deberá discretizar y pasar a ecuaciones en diferencias, para así poder implementarlo en un microcontrolador. Además, se realizará la técnica Hardware In the Loop (HIL), paso previo a la implementación del controlador en el sistema real.
- **Selección de sensores:** Se han elegido los sensores más apropiados, de entre las ofertas más atractivas del mercado, para medir, o estimar, las variables necesarias para realizar el control del sistema y para caracterizar la dinámica de los rotores. Por lo que, para poder utilizarlos se han desarrollado las bibliotecas necesarias en C, haciendo uso de diferentes protocolos de comunicación digital (I2C, SPI o UART).
- **Estimación de variables:** Debido a que las medidas entregadas por estos sensores no pueden emplearse directamente, se realizará el estudio y la implementación de diferentes métodos de estimación y fusión de sensores (Filtro de Kalman y algoritmo de Madgwick para la estimación de la actitud).
- **Materialización del controlador:** Se han realizado dos PCBs, en las que se dispondrán los sensores, el microcontrolador, la etapa de potencia y la unidad de comunicación con el sistema de mando. Esta PCB, representa el controlador físico y deberá estabilizar al sistema en los puntos de equilibrio que se le soliciten.
- **Pruebas realizadas en el sistema real:** Se presentarán los resultados obtenidos al implementar los controladores diseñados en el sistema real. Además, se

realizará un análisis detallado de dichos resultados, acudiendo, siempre que sea necesario, a una comparativa con los resultados obtenidos en las simulaciones para poder remediar fallos o mejorar las prestaciones de los controladores.

Hay que destacar que en este trabajo se ha recurrido a una serie de productos comerciales, los cuales se presentarán el siguiente apartado, ya que no se persigue:

- Diseñar la estructura mecánica del quadrotor, por lo que, se empleará una estructura comercial.
- No se elegirán los rotores, pues en la estructura comercial empleada el fabricante ya ha elegido unos rotores óptimos para el sistema, se emplearán éstos.
- No se diseñarán los controladores de los rotores, para ello se emplearán los controladores (ESC) del quadrotor comercial.

1.3. Productos comerciales empleados

En este apartado se describen las soluciones comerciales, a las cuales se ha recurrido para el desarrollo de este trabajo, no se realizará ninguna comparación con otras soluciones disponibles en el mercado, ya que se han obtenido de un quadrotor comercial cedido por un colaborador externo.

Dicho esto, se procede a presentar cada uno de estos productos en el siguiente orden:

- Estructura física del Quadrotor, DJI F-450.
- Motores brushless, DJI 2212/920Kv.
- Controladores de velocidad, DJI ESC 30A Opto.
- Hélices.

1.3.1. Estructura física DJI F-450

Es una estructura simétrica, de la firma número 1 en la fabricación de multirrotores (DJI), dicha estructura está pensada para poder repartir el peso del resto de elementos de forma que su centro de masa coincida con su centro geométrico, con esto, se consigue facilitar el diseño de los controladores para el sistema. Dicha estructura puede apreciarse en la figura [1.15](#).



Figura 1.15: Estructura del quadrotor comercial empleada en este trabajo.

1.3.2. Motores brushless

Un motor eléctrico sin escobillas, o motor brushless, posee una ventaja fundamental sobre los motores eléctricos convencionales, pues, estos últimos emplean un colector de galgas o unas escobillas para realizar el cambio de polaridad, como consecuencia de estos métodos se produce fricción, disminuyendo así el rendimiento de los motores.

En el caso de los motores sin escobillas, la corriente eléctrica pasa directamente por los bobinados del estator. Esta corriente genera un campo magnético giratorio que interacciona con el campo magnético creado por los imanes permanentes del rotor, y como consecuencia, aparece una fuerza que genera el giro del rotor.



Figura 1.16: Motores Brushless 2212/920kv.

Los motores Brushless que se utilizarán en este trabajo también son de la firma DJI, en concreto el modelo 2212/920Kv (figura 1.16). Este último número indica el número de revoluciones a las que el motor puede girar por cada voltio aplicado. Este modelo se alimenta a 11.7V y su consumo en vacío no supera los 500 mA.

1.3.3. Controladores de velocidad, ESC

Los ESC controlan la velocidad de giro de los motores brushless, para ello, modifican la corriente que entregan a cada una de sus bobinas, basándose en la posición en la que se encuentra el rotor en cada momento. Para obtener la posición del rotor se pueden emplear sensores de efecto Hall, o bien, estimarla a partir de la observación de la corriente presente en cada bobinado.

El ESC empleado es el modelo 30A Opto (1.17), de la casa DJI. Este controlador posee un procesamiento digital interno, con el cual, a partir del ciclo de trabajo de una señal PWM, cuyo rango de frecuencias admitido va desde los 50Hz a los 400Hz, regula la velocidad del motor.



Figura 1.17: ESC 30A Opto, de la casa DJI.

La frecuencia de la señal PWM enviada al ESC será la máxima que el dispositivo puede procesar, 400Hz, esto permitirá al controlador aprovechar al máximo el hardware, puesto que, la frecuencia a la que el algoritmo de control podrá solicitar cambios en las entradas del sistema estará limitada a la frecuencia máxima a la que el ESC puede recoger nuevas órdenes.

Dicha frecuencia equivale a un periodo de 2.5 ms, para un valor del ciclo de trabajo de 1 ms el rotor está parado y para un valor de 2 ms girará a su máxima velocidad de rotación, según el autor en [5]. Por lo tanto, en adelante una señal de control del 0% corresponderá a un ciclo de trabajo de la señal PWM de 1 ms y una señal de control del 100% a un ciclo de trabajo de 2 ms.

1.3.4. Hélices

La hélice es el componente de los actuadores del sistema que transforma la velocidad de rotación de los rotores en una fuerza de sustentación, esto es debido a su geometría, caracterizada, entre otros factores, por el ángulo de ataque de las palas. El fenómeno de la sustentación, explicado de forma somera, se debe a una diferencia de presiones entre la cara superior de la pala y la inferior. Por la cara



Figura 1.18: Hélices de fibra de carbono, debido a su rigidez proporcionan un mayor empuje que las hélices fabricadas con polímeros.

superior, denominada extradós, el flujo de aire pasa más rápido que por la cara inferior, denominada intradós, como consecuencia, la presión es mayor en el intradós que en el extradós, dando lugar a una fuerza, proporcional a la diferencia de presiones y al área de las palas, que pretende sustentar la aeronave, denominada empuje.

Para este trabajo se disponen de tres tipos de hélices distintas, las cuales, se caracterizan en capítulos posteriores. Por lo tanto, es conveniente dejar para más adelante la elección del tipo de hélice que se usará.

1.3.5. Módulos de comunicación jD-RF868Plus

Aunque estos módulos de radio, empleados para la transrecepción de datos, se han escogido tras valorar varias alternativas presentes en el mercado, se ha decidido indexarlos en este apartado de productos comerciales. Pues, en lugar de diseñar el circuito de transrecepción de datos se ha acudido a este dispositivo comercial, con lo cual se ha ahorrado tiempo y se ha ganado en fiabilidad.

Tras evaluar varias alternativas en el mercado, algunas mucho más económicas, se decidió optar por los módulos jD-RF868Plus (1.19), ya que, el fabricante garantiza que no estaban sujetos a ningún protocolo de comunicación específico. Esto permite que el diseño de las funciones para enviar y recibir datos sea mucho más flexible, puesto que, los datos emitidos desde uno de estos módulos se reciben en bruto a través del otro transreceptor. Están especialmente fabricados para el uso en la Unión Europea, emitiendo las señales moduladas a 868 MHz, sus principales características son:

- Largo alcance, en espacios abiertos hasta 40 Km.
- Poseen un tamaño reducido (30 mm x 57 mm x 12.8 mm) y son muy ligeros (14.5 g).
- Puede transmitir datos a una velocidad máxima de transmisión de 115200 baudios.
- Su alimentación nominal es de 5 V, con un consumo de hasta 800 mA de pico.
- Para enviar y recibir datos emplea el protocolo de comunicación UART.

- Pueden transmitir hasta 250 kb por segundo a través del aire.



Figura 1.19: Pack comercial que contiene: los módulos transreceptores jD-RF868Plus, antenas y el cableado necesario para ponerlos en funcionamiento.

Gracias a estos módulos ha sido posible recoger, del sistema, los datos necesarios para reajustar los controladores. Para ello, se ha desarrollado una aplicación, en C++, desde la cual se abren uno de los puertos serie del PC y se grafican los datos recogidos a través de dicho puerto, además, se ha añadido una parada de emergencia para frenar al sistema, muy útil si este se vuelve inestable.

Capítulo 2

Modelo matemático

2.1. Introducción

En este capítulo, se desarrollarán las ecuaciones y se modelarán los efectos que representan el comportamiento de un quadrotor genérico. Posteriormente, se particularizará el modelo para el quadrotor utilizado en este trabajo.

Tal y como describe el autor en [1], existen una gran cantidad de efectos a tener en cuenta en este tipo de sistemas, pero caracterizar muchos de estos efectos conllevaría mucho tiempo, sin una garantía absoluta de éxito, cuando realmente, pueden despreciarse en comparación con otros efectos más significativos.

Por lo tanto, en este trabajo solo se desarrollarán los efectos que posteriormente se puedan caracterizar, pues carece de sentido, desde el punto de vista del control del sistema, tener un modelo muy completo pero con parámetros desconocidos. Además, se tendrán dos modelos distintos:

- **Modelo a controlar:** modelo no lineal completo, sobre éste se probarán los controladores finales antes de llevarlos al sistema real.
- **Modelo de diseño:** no lineal con algunas simplificaciones, desde el cual, se partirá para diseñar el controlador del sistema.



Figura 2.1: Quadrotor, en misión de vigilancia, sistema MIMO de 4 entradas y 6 salidas.

Las cuatro entradas del sistema son las señales de control de los cuatro rotores y las salidas del sistema son las siguientes:

- Ángulo de alabeo (Roll).
- Ángulo de cabeceo (Pitch).
- Ángulo de guiñada (Yaw).
- Posición en x.
- Posición en y.
- Posición en z.

Por lo tanto, puede observarse que el sistema es subcontrolado, es decir, será necesario elegir entre estar en una posición x o y fija, para las cuales los ángulos de cabeceo o alabeo deben ser nulos. O bien, mantener unos ángulos de cabeceo y alabeo deseados mientras el sistema se desplaza. Para comprender mejor los 6 grados de libertad de un quadrotor se deben presentar los sistemas de referencia necesarios para describir el comportamiento del mismo.

2.2. Sistemas de referencia

En mecánica del vuelo se utilizan varios sistemas de referencia [2] para proyectar sobre ellos:

- Fuerzas y momentos.
- Aceleraciones lineales y angulares.
- Velocidades lineales y angulares.
- Posiciones y rotaciones.

Todos estos fenómenos intervienen en las ecuaciones dinámicas y cinemáticas de las aeronaves. Estos sistemas de referencia, se presentan de manera genérica como $F(O, x, y, z)$, donde x , y y z son tres ejes perpendiculares entre sí que forman un triedro a derechas.

En este capítulo solo se comentarán los sistemas de referencia de interés para este trabajo, siendo consciente de que se dejan algunos sin contemplar.

2.2.1. Sistema de referencia inercial

Según la mecánica clásica, un sistema de referencia inercial es un sistema que está en reposo o en movimiento rectilíneo, uniforme y no rotante respecto a las estrellas fijas. En estos sistemas es posible aplicar la primera ley de Newton.

En mecánica del vuelo, aplicada a aviones, es suficiente considerar como sistema inercial un sistema geocéntrico, cuyo origen es el centro de la Tierra $F_I(O_I, x_I, y_I, z_I)$. El eje z coincide con el eje de rotación de la Tierra y apunta al polo norte, el eje x está contenido en el ecuador terrestre, y se orienta hacia un punto fijo del mismo, y por último, el eje y que forma un triedro a derechas con ambos.

2.2.2. Sistema de referencia no inercial

En un sistema de referencia no inercial, al contrario que en el caso anterior, no se cumplen las leyes de Newton. Por ejemplo, en un sistema de coordenadas “fijado” en la superficie terrestre los movimientos de los cuerpos serían medidos respecto a un punto de la Tierra que estará girando. Por lo tanto, para que un observador situado en un sistema de referencia no inercial pueda explicar los movimientos y rotaciones que ve en él, debe recurrir a fuerzas ficticias, como la fuerza de Coriolis, si quiere explicar estos fenómenos según las leyes de Newton.

A continuación, se detallan algunos sistemas no inerciales.

Sistema de ejes tierra

El origen de estos sistemas de referencia, $F_e(O_e, x_e, y_e, z_e)$, es un punto cualquiera de la superficie terrestre. El eje z está dirigido hacia el centro de la Tierra, el eje x suele estar dirigido al Norte y, por último, el eje y forma un triedro a derechas con los dos anteriores.

Sistema de ejes horizonte local

En este sistema de referencia $F_h(O_h, x_h, y_h, z_h)$ el origen coincide con el centro de masas de la aeronave y sus ejes son siempre paralelos al sistema de ejes tierra, $F_e(O_e, x_e, y_e, z_e)$, con origen en el punto sobre la superficie terrestre que queda bajo el centro de masas de la aeronave antes de que esta despegue. Esto puede apreciarse mejor en la figura 2.2.

Además, no sólo se puede considerar el sistema inercial mostrado en la figura anterior, lo será cualquier sistema geocéntrico con ejes fijos, que cumpla lo que se comentó anteriormente para este tipo de sistemas de referencia. Por lo tanto, también puede considerarse un sistema inercial el mostrado en la figura 2.3, cuyos ejes serían paralelos a los del sistema de ejes tierra, $F_e(O_e, x_e, y_e, z_e)$ cuyo origen está sobre la superficie terrestre.

Llegados a este punto, se realizará una simplificación para el caso que nos ocupa, se despreciará la curvatura de la superficie terrestre, justificando esto en base a que el sistema de estudio no puede abarcar grandes desplazamientos debido a su baja autonomía, actualmente no superior a media hora de vuelo, debido a que toda la sustentación generada es producida por el empuje de los rotores.

Por lo tanto, si la curvatura de la tierra es despreciable se puede apreciar en la figura 2.3 como los desplazamientos respecto al sistema de ejes horizonte local se corresponderán con desplazamientos respecto al sistema de ejes tierra, es decir, un desplazamiento sobre la superficie terrestre. Además, al ser el sistema de ejes tierra paralelo al sistema inercial, los desplazamientos relativos sobre la superficie terrestre pueden considerarse iguales que los que se darían respecto al sistema inercial.

Sistema de ejes de cuerpo

Este sistema de referencia $F_b(O_b, x_b, y_b, z_b)$ representa al sólido rígido constituido por la aeronave, 2.4, cuyo origen es el centro de masa de ésta. En nuestro caso puede considerarse que el centro de masa coincide con el centro geométrico del sistema. El

eje x está contenido en el plano de simetría de la aeronave y es positivo en el sentido de avance de la misma, el eje z también está contenido en un plano de simetría de la aeronave y suele estar dirigido hacia abajo, y por último el eje y forma un triedro a derechas con ambos.

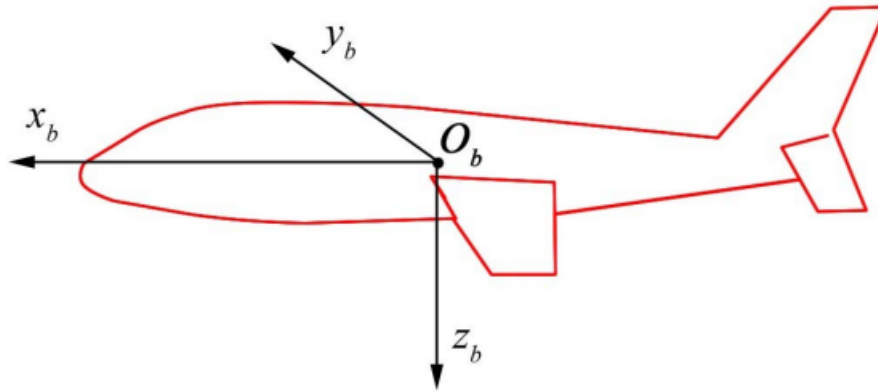


Figura 2.4: Sistema de referencia de ejes cuerpo.

Como se ha expuesto anteriormente, los desplazamientos relativos en el sistema de ejes de tierra, coinciden con los del sistema inercial de la figura 2.3, por lo que

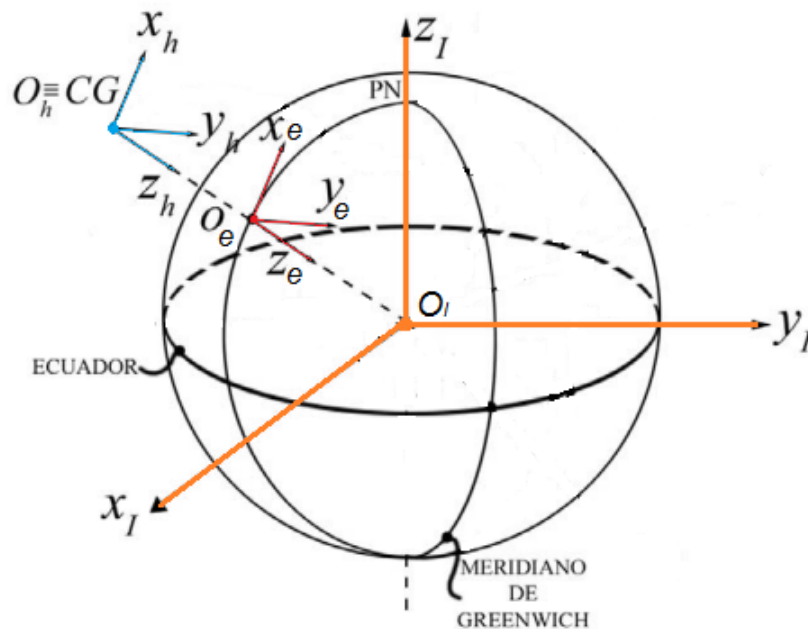


Figura 2.2: Sistemas de referencia: Sistema de ejes horizonte local (—), sistema de ejes tierra (—) y sistema geocéntrico (—).

también deben coincidir velocidades y aceleraciones lineales. En este sentido, a efectos prácticos y con las simplificaciones ya mencionadas, puede considerarse al sistema de ejes tierra como un sistema de referencia inercial, aunque realmente no lo sea.

En el modelo matemático del quadrotor las fuerzas estarán referidas al sistema de referencia inercial (sistema de ejes tierra) y los pares estarán referidos al sistema de referencia no inercial (sistema de ejes de cuerpo). Este modelado se ha realizado así basándonos en varios artículos científicos como [3] y [4], que lo avalan.

Llegado a este punto, se hace indispensable poder rotar vectores desde el sistema de referencia inercial al sistema de referencia no inercial y viceversa, esto se resolverá a continuación.

2.3. Orientación entre dos sistemas de referencia con origen común

Existen distintos métodos para expresar la orientación relativa entre dos sistemas de referencia [2] con un origen común. En este trabajo se describirán dos:

- **Ángulos de Euler:** Empleados para describir el modelo matemático del sistema y que se desarrollarán a continuación.

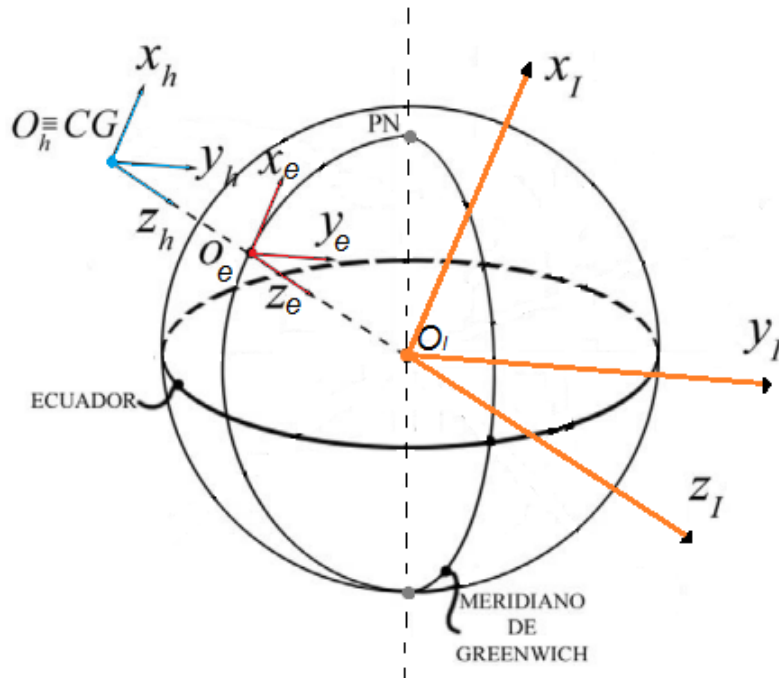


Figura 2.3: Nuevo sistema inercial (—), sistema de ejes horizonte local — y sistema de ejes tierra —.

- **Cuaterniones:** Son muy utilizados en métodos de fusión de sensores, en concreto, en el método final empleado en este trabajo, por lo que se presentarán en el capítulo correspondiente.

2.3.1. Ángulos de Euler

Estos están basados en tres rotaciones sucesivas finitas, en un orden especificado, ya que no son magnitudes vectoriales y, por lo tanto, no son conmutativas. El orden preciso de rotaciones que se seguirá se denomina Convención de Tait-Bryan, o Convención *zyx*, ya que es el utilizado universalmente para orientar aeronaves y vehículos espaciales.

La matriz de transformación genérica 2.1 permite obtener un vector referido al sistema de referencia B a partir de un vector referido al sistema de referencia A, esta matriz de rotación puede obtenerse multiplicando, en el orden especificado por la Convención de Tait-Bryan, las 3 matrices empleadas para realizar cada una de las rotaciones ya comentadas.

$$R_M = \begin{pmatrix} C_{\delta 3}C_{\delta 2} & C_{\delta 3}S_{\delta 2}S_{\delta 1} - S_{\delta 3}C_{\delta 1} & C_{\delta 3}S_{\delta 2}C_{\delta 1} + S_{\delta 3}S_{\delta 1} \\ S_{\delta 3}C_{\delta 2} & S_{\delta 3}S_{\delta 2}S_{\delta 1} + C_{\delta 3}C_{\delta 1} & S_{\delta 3}S_{\delta 2}C_{\delta 1} - C_{\delta 3}S_{\delta 1} \\ -S_{\delta 2} & C_{\delta 2}S_{\delta 3} & C_{\delta 2}C_{\delta 1} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

donde C y S representa el seno y el coseno trigonométrico, respectivamente.

Añadir, que una matriz de rotación entre dos sistemas de referencia cualesquiera es ortogonal, por lo que su inversa es igual a su traspuesta y su determinante siempre tendrá valor unidad. Esto facilita mucho el cambio de vectores desde un sistema de referencia A hasta un sistema de referencia B y viceversa.

A continuación se particularizará la matriz de rotación genérica 2.1, para así poder situar vectores del sistema de ejes cuerpo en el sistema de ejes horizonte local. Por lo tanto:

- $\delta 3 = \psi$ ángulo de guiñada de la aeronave (Yaw).
- $\delta 2 = \theta$, ángulo de cabeceo de la aeronave (Pitch).
- $\delta 1 = \phi$, ángulo de alabeo de la aeronave (Roll).

En la figura 2.5 puede verse más claramente la representación física de estos tres ángulos, particularizada para el sistema a controlar en este trabajo.

Sustituyendo los ángulos de la figura 2.5 en la matriz 2.1 se obtiene:

$$R_M = \begin{pmatrix} C_{\psi}C_{\theta} & C_{\psi}S_{\theta}S_{\phi} - S_{\psi}C_{\phi} & C_{\psi}S_{\theta}C_{\phi} + S_{\psi}S_{\phi} \\ S_{\psi}C_{\theta} & S_{\psi}S_{\theta}S_{\phi} + C_{\psi}C_{\phi} & S_{\psi}S_{\theta}C_{\phi} - C_{\psi}S_{\phi} \\ -S_{\theta} & C_{\theta}S_{\psi} & C_{\theta}C_{\psi} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Como el sistema de ejes tierra es paralelo al sistema de horizonte local, se podrá emplear esta matriz de rotación para llevar vectores del sistema de ejes cuerpo al sistema de ejes tierra y su traspuesta para realizar la operación contraria.

2.4. Modelo matemático de un quadrotor

En este apartado, se presentará el que es conocido como modelo mixto, en el cual:

- Las fuerzas estarán referidas al sistema inercial (sistema de ejes tierra), y con ello aceleraciones y velocidades lineales, y posiciones.
- Los pares estarán referidos al sistema no inercial (sistema de ejes cuerpo), y con ello aceleraciones y velocidades angulares, y rotaciones.

Como se indicó anteriormente, este tipo de modelos es el utilizado por varios autores, pues resulta de gran utilidad representar las fuerzas, y lo que éstas conllevan, en el sistema inercial, ya que así se expresa directamente el desplazamiento en la superficie terrestre, al igual que las velocidades y aceleraciones lineales.

Por otro lado, parece obvio que los pares, y lo que estos conllevan, deben estar representados en el sistema no inercial, pues los sensores que medirán, o estimarán, rotaciones y velocidades angulares estarán colocados en la aeronave y, experimentarán las mismas rotaciones, velocidades y aceleraciones angulares que se den sobre el sistema de ejes cuerpo. De esta forma, las variables obtenidas de estas medidas, o estimaciones, se podrán llevar directamente al controlador diseñado sin necesidad de rotarlas.

Añadir que en adelante, el sistema de ejes cuerpo B y el sistema de ejes tierra E , mostrados en la figura 2.5, serán los empleados en este trabajo. Se ha elegido el sentido de z hacia arriba ya que es más común asociar el alejarse de la superficie terrestre con un desplazamiento positivo en z . Dicho esto, se procede a desarrollar el modelo matemático de un quadrotor genérico.

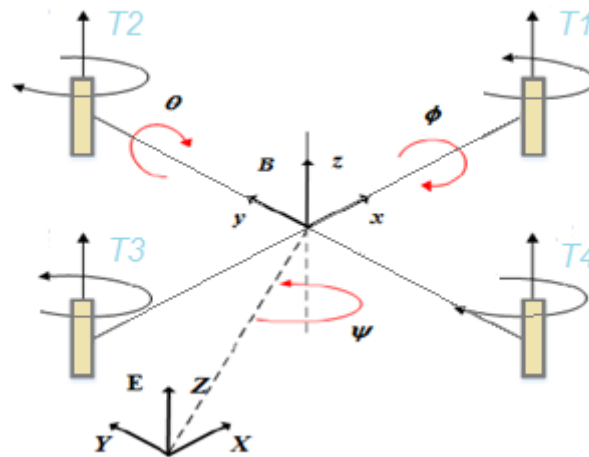


Figura 2.5: Sistema de ejes cuerpo B , elegido para el vehículo multirrotor usado en este trabajo, y sistema de ejes tierra E .

2.4.1. Dinámica del quadrotor

El modelo dinámico de una aeronave se asienta sobre dos teoremas fundamentales de la mecánica clásica, el teorema de la cantidad de movimiento y el teorema del momento cinético.

Teorema de la cantidad de movimiento

La cantidad de movimiento lineal de un cuerpo rígido viene dada por el producto de la masa del cuerpo por la velocidad instantánea que posee su centro de masa.

$$\mathbf{p} = m\mathbf{v}_{cg} \quad (2.3)$$

donde \mathbf{p} es el vector cantidad de movimiento lineal, cuyas unidades en el sistema internacional son $\text{Kg} \cdot \text{m/s}$.

Por otro lado, la cantidad de movimiento angular de un cuerpo rígido viene dada por el producto de la velocidad angular del sistema y la matriz de inercias, ésta última con respecto al centro de giro del vehículo, que en el caso de un quadrotor simétrico coincidirá con su centro de masa.

$$\mathbf{h} = I_{cg}\boldsymbol{\omega}_{cg} \quad (2.4)$$

donde h es la cantidad de movimiento angular o momento cinético total de la aeronave, cuyas unidades en el sistema internacional son $\text{Kg} \cdot \text{m}^2/\text{s}$ e I_{cg} es el tensor de inercia del vehículo.

$$I = \begin{pmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{yx} & I_{yy} & I_{yz} \\ I_{zx} & I_{zy} & I_{zz} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Los productos de inercia referidos a dos ejes son iguales: $I_{xy} = I_{yx}$, $I_{zy} = I_{yz}$, $I_{xz} = I_{zx}$.

$$I_{xy} = I_{yx} \quad I_{zy} = I_{yz} \quad I_{xz} = I_{zx} \quad (2.6)$$

Al encontrarnos ante un cuerpo simétrico puede comprobarse que el tensor de inercia, 2.5, queda reducido a su diagonal principal:

$$I = \begin{pmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

donde las componentes de dicha diagonal son los momentos de inercia alrededor de los tres ejes de simetría del quadrotor.

Puesto que el sistema que nos ocupa se alimenta mediante baterías eléctricas, su masa será constante durante el vuelo, de forma que, al derivar las expresiones 2.3 y 2.4 respecto al tiempo, se obtiene la segunda ley de Newton para traslación y rotación.

$$\mathbf{F} = \frac{d\mathbf{p}}{dt} = m \frac{d\mathbf{v}}{dt} = m\mathbf{a} \quad (2.8)$$

donde \mathbf{F} es la resultante de fuerzas exteriores.

$$\mathbf{G} = \frac{d\mathbf{h}}{dt} = m \frac{d\boldsymbol{\omega}}{dt} = m\boldsymbol{\alpha} \quad (2.9)$$

donde G es la resultante de los momentos exteriores alrededor del centro de masa de la aeronave y $\boldsymbol{\omega}$ el vector velocidad angular, cuyas componentes son (p, q, r) .

Los dos teoremas de cantidad de movimiento y del momento cinético pueden proyectarse sobre cualquier sistema de referencia, teniendo en cuenta si el sistema es inercial o no inercial. Como ya se expuso, las fuerzas estarán referidas al sistema de ejes tierra (inercial). Dicho esto, las tres componentes en ejes tierra de la fuerza total serán:

$$\sum F_x = m \frac{du}{dt} \quad \sum F_y = m \frac{dv}{dt} \quad \sum F_z = m \frac{dw}{dt} \quad (2.10)$$

donde u, v y w son las velocidades lineales referidas a los ejes del sistema ejes tierra.

Por otro lado, los pares estarán referidos al sistema de ejes cuerpo (no inercial), para ello, será necesario añadir a la ecuación 2.9 el producto vectorial del vector velocidad angular del sistema rotante (ejes cuerpo) con el vector a derivar, quedando así la ecuación 2.11 referida a un sistema no inercial:

$$\mathbf{G} = \frac{d\mathbf{h}}{dt} + \boldsymbol{\omega} \times \mathbf{h} \quad (2.11)$$

Sustituyendo 2.4 en 2.11, y desarrollando, se obtiene:

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} I_{xx} \frac{dp}{dt} \\ I_{yy} \frac{dq}{dt} \\ I_{zz} \frac{dr}{dt} \end{pmatrix} + \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ p & q & r \\ I_{xx}p & I_{yy}q & I_{zz}r \end{vmatrix} = \begin{pmatrix} I_{xx} \frac{dp}{dt} + I_{zz}qr - I_{yy}qr \\ I_{yy} \frac{dq}{dt} + I_{xx}pr - I_{zz}pr \\ I_{zz} \frac{dr}{dt} + I_{yy}pq - I_{xx}pq \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Reagrupando los términos y proyectando la resultante de momentos exteriores sobre el sistema de ejes cuerpo queda:

$$\begin{aligned} \sum G_x &= I_{xx} \frac{dp}{dt} + qr(I_{zz} - I_{yy}) \\ \sum G_y &= I_{yy} \frac{dq}{dt} + pr(I_{xx} - I_{zz}) \\ \sum G_z &= I_{zz} \frac{dr}{dt} + qp(I_{yy} - I_{xx}) \end{aligned} \quad (2.13)$$

En este punto se tienen los momentos y las fuerzas expresadas en los sistemas de referencia convenientes. Se procede pues a determinar los momentos y las fuerzas exteriores, principales, que afectan al quadrotor.

Comenzando por las fuerzas se tiene que:

$$\sum \mathbf{F} = R_M T_b - K_v \mathbf{v} |\mathbf{v}| - \mathbf{F}_g \quad (2.14)$$

El primer término a la derecha de la igualdad representa el empuje generado por los rotores. Éste siempre tendrá la dirección del eje z y el sentido positivo en el sistema de ejes cuerpo. Para llevar el empuje desde el sistema de ejes cuerpo al sistema de ejes tierra se empleará la matriz de rotación presentada anteriormente.

$$T_E = R_M T_b = \begin{pmatrix} C_\psi C_\theta & C_\psi S_\theta S_\phi - S_\psi C_\phi & C_\psi S_\theta C_\phi + S_\psi S_\phi \\ S_\psi C_\theta & S_\psi S_\theta S_\phi + C_\psi C_\phi & S_\psi S_\theta C_\phi - C_\psi S_\phi \\ -S_\theta & C_\theta S_\psi & C_\theta C_\phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ T \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

El segundo término representa el rozamiento aerodinámico, que depende del cuadrado de la velocidad lineal del vehículo, referida al sistema de ejes tierra, y de los coeficientes de resistencia aerodinámicos del mismo, según [1].

$$K_d \mathbf{v} |\mathbf{v}| = \begin{pmatrix} K_{dx} u |u| \\ K_{dy} v |v| \\ K_{dz} w |w| \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

donde $|v|$ representa el valor absoluto del vector v .

El último término, representa la fuerza de la gravedad en el sistema de ejes cuerpo.

$$\mathbf{F}_g = m \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Proyectando la ecuación 2.14 sobre el sistema de ejes tierra queda:

$$\begin{aligned} \sum F_x &= (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \theta \sin \psi) T_b - K_{dx} u |u| \\ \sum F_y &= (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) T_b - K_{dy} v |v| \\ \sum F_z &= \cos \phi \cos \theta T_b - K_{dz} w |w| - mg \end{aligned} \quad (2.18)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.14 en 2.8 e integrando se obtiene las seis ecuaciones diferenciales que describen la dinámica de las velocidades y posiciones de un quadrotor, proyectadas en un sistema de ejes tierra.

$$\begin{aligned}
\frac{du}{dt} &= \frac{1}{m}((\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \theta \sin \psi)T_b - K_{dx}u|u|) \\
\frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m}((\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi)T_b - K_{dy}v|v|) \\
\frac{dw}{dt} &= \frac{1}{m}(\cos \phi \cos \theta T_b - K_{dz}w|w|) - g \\
\frac{x}{dt} &= u \\
\frac{y}{dt} &= v \\
\frac{z}{dt} &= w
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Más adelante, se caracteriza el empuje de los rotores empleados, la masa del sistema y los coeficientes de resistencia aerodinámicos. De esta manera, esta parte del modelo quedará completamente definida para el quadrotor que se ha utilizado para este trabajo.

Los momentos exteriores, generados por los rotores, se desarrollarán directamente en cada uno de los ejes cuerpo:

$$\begin{aligned}
G_x &= (T_2 - T_4)l \\
G_y &= (-T_1 + T_3)l
\end{aligned} \tag{2.20}$$

donde T_n ($n \in \{1, 2, 3, 4\}$) es el empuje generado por cada uno de los rotores y l la distancia del centro de los rotores al centro de masa del sistema.

El momento exterior G_x es el responsable del giro sobre el eje x (Roll), al igual que G_y del giro sobre el eje y (Pitch). Para facilitar la comprensión de los giros, que provocarían estos dos momentos exteriores, fíjese de nuevo en la figura 2.5, en la cual se ha aplicado la regla de la mano derecha para determinar el sentido positivo de giro.

Ahora se muestran los momentos exteriores responsables del giro en el ángulo de guiñada del sistema:

$$\sum G_z = (-RPM_1^2 + RPM_2^2 - RPM_3^2 + RPM_4^2)K_p \tag{2.21}$$

donde RPM_n son las revoluciones por minuto de cada rotor y K_p una constante que relaciona las RPM del rotor con el par que este genera, la cual se obtendrá más adelante de manera experimental.

Como puede apreciarse en la figura 2.5, los rotores deben girar dos a dos, unos en sentido horario y otros en sentido anti-horario para así compensar el par mecánico generado por los motores.

Sustituyendo las ecuaciones 2.20 y 2.21 en 2.11 e integrando, se obtiene las 6 ecuaciones diferenciales que describen la dinámica de las velocidades angulares y las rotaciones de un quadrotor referidas a un sistema de ejes cuerpo.

$$\begin{aligned}
 \frac{dp}{dt} &= \frac{1}{I_{xx}}((T_2 - T_4)l - qr(I_{zz} - I_{yy})) \\
 \frac{dq}{dt} &= \frac{1}{I_{yy}}((-T_1 + T_3)l - pr(I_{xx} - I_{zz})) \\
 \frac{dr}{dt} &= \frac{1}{I_{zz}} \left((-RPM_1^2 + RPM_2^2 - RPM_3^2 + RPM_4^2) K_p - qp(I_{yy} - I_{xx}) \right)
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Para vehículos en los que no se realizarán maniobras extremas, puede asumirse que:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\phi}{dt} &= p \\
 \frac{d\theta}{dt} &= q \\
 \frac{d\psi}{dt} &= r
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Por lo tanto, puede apreciarse en las ecuaciones 2.22 y 2.23, y en la figura 2.5, como al generar, por ejemplo, una diferencia de empuje entre los rotores 1 y 3 se crea una aceleración angular, la cual, mientras se mantenga, dará lugar a una velocidad de rotación creciente, o decreciente, entorno al eje y . Al cesar, tendremos una rotación que poco a poco irá decayendo debido al rozamiento. Con esto, se quiere exponer la complejidad de controlar estos sistemas, pues si el controlador quiere fijar un ángulo cualquiera θ positivo primero deberá generar un empuje mayor en el rotor 3 que en el rotor 1. Esta acción crea una aceleración angular puntual que dará lugar a una velocidad de rotación constante y con ello a un giro continuo sobre el eje y . Ahora el controlador se debe adelantar al sistema y provocar una diferencia entre el empuje en 1 y 3 (ahora mayor en 1) cuya duración sea menor que en el caso anterior, para así, conseguir que el sistema quede en reposo, con un ángulo θ positivo.

La particularización del modelo matemático para el quadrotor que se empleará en este trabajo se realizará tras la caracterización de los rotores del sistema, estudio que representa el siguiente punto a tratar.

Capítulo 3

Caracterización de los rotores

3.1. Introducción

Como ya se comentó anteriormente, el control del motor brushless no se realizará directamente, para ello se han empleado los controladores comerciales ESC de la firma DJI. Estos controladores tienen como entrada una señal PWM, en función de la cual el ESC fija la velocidad de giro del motor.

Como consecuencia del giro de las palas de la hélice ocurren dos efectos principales, entre otros, los cuales ya han sido presentado anteriormente:

- Empuje del rotor.
- Par del rotor.

Dicho esto, el esquema del actuador a caracterizar puede ilustrarse en la figura 3.1.

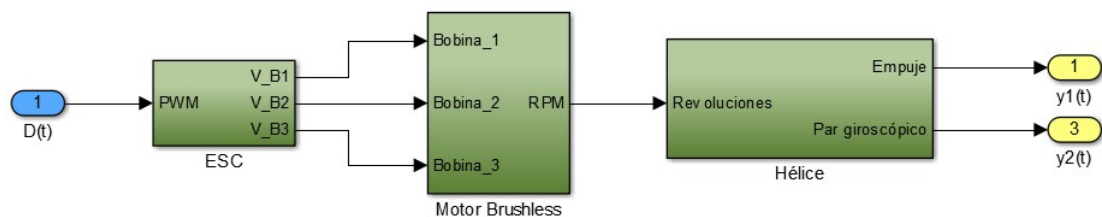


Figura 3.1: Esquema de uno, de los cuatro, actuadores del sistema.

Como puede apreciarse en la figura 3.1, el motor brushless es un sistema MIMO de tres entradas, la polarización de cada bobina, y una salida, la revoluciones del motor.

En este trabajo, el ESC y el motor se caracterizarán como un solo elemento, en el cual tendremos una entrada, señal PWM, y una salida, revoluciones del motor. Es decir, un sistema SISO cuya salida varía en función del ciclo de trabajo de una señal PWM (figura 3.2).

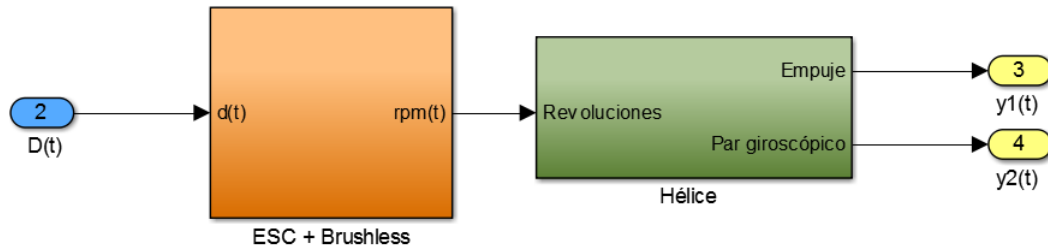


Figura 3.2: Esquema simplificado de los actuadores del sistema.

Al emplear el ESC comercial se simplifica mucho el control del actuador. Aun así, al acoplar la hélice al motor tenemos dos salidas que se emplearán para el control del quadrotor, empuje y par generado por el mismo. Por lo tanto, en nuestro caso podemos ver a los rotores como sistemas MIMO 1×2 .

En este capítulo se persiguen tres objetivos:

- Caracterizar la dinámica de los rotores y su ganancia estacionaria.
- Caracterizar el empuje de los rotores.
- Caracterizar el par de los rotores.

3.2. Caracterización en otros trabajos

Este apartado se estima importante, pues el trabajo realizado en [5] ha sido muy útil para captar ideas sobre la caracterización de los rotores, además al usar los mismos motores que los empleados en este trabajo también se ha utilizado como “patrón” para verificar los resultados obtenidos. En su trabajo, el autor persigue realizar la maniobra de hover con un quadrotor.

Debe resaltarse que los sensores empleados en su estudio para la caracterización tienen unas prestaciones superiores a los que se han empleado en este trabajo, utiliza un tacómetro óptico para caracterizar la dinámica del rotor y una celda de carga a compresión para medir fuerzas y pares. En la figura 3.3 se ilustra el funcionamiento de sus pruebas.

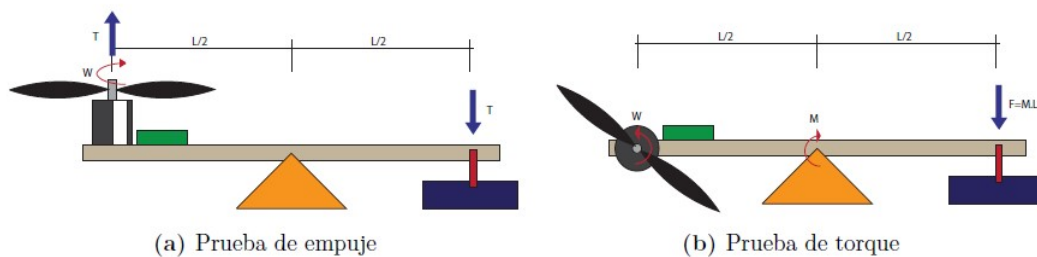


Figura 3.3: Estructura seguida por [5] para caracterizar los rotores.

Cuadro 3.1: Constantes de tiempo obtenidas por el autor en [5].

Modelo	Ecuación	T_1	T_2	T_d
FO	$G(S) = \frac{1}{T_1 s + 1}$	0.080		
FOPDT	$G(S) = \frac{1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	0.047		0.031
SOPDT	$G(S) = \frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$	0.0385	0.0385	

En nuestro caso, se sopesó la posibilidad de adquirir sensores de prestaciones superiores, no obstante, el precio de éstos era muy elevado y se consideró que con unos sensores de calidad inferior se podría realizar una buena caracterización. Más adelante, se verá como esto ha tenido una repercusión negativa, pero para nada drástica pues tiene fácil solución.

A grandes rasgos el autor obtiene los siguientes resultados:

- **Dinámica del rotor.** Estima tres posibles modelos para los rotores, los cuales pueden apreciarse en la tabla 3.1.

Los valores de las constantes de tiempo que obtuvo, representan la dinámica del sistema en el punto de trabajo de nominal, es decir, en el cual los rotores generan el empuje necesario para sustentar al sistema (hover).

- **Empuje del rotor.** El autor caracteriza el empuje generado por los cuatro rotores, procede de igual forma con los pares. El empuje que obtiene en función de las RPM del rotor puede apreciarse en la figura 3.4.

Finalmente, para simplificar su modelo, linealiza la respuesta cuadrática obtenida, quedando la relación entre el ciclo de trabajo de la señal PWM y el empuje en función de una ganancia tal y como se muestra en la figura 3.5.

- **Par del rotor.** De igual modo, caracteriza la ganancia del sistema que relaciona el ciclo de trabajo de la señal PWM con el par generado por el motor, tal y como se muestra en la figura 3.6.

Para terminar, concluye aproximando la dinámica de los actuadores despreciable, por ser estos muy rápidos, es decir, los rotores tendrían respuesta instantánea. Relacionando así directamente, el empuje y el par generados por el rotor con el ciclo de trabajo de la señal de control del ESC por medio de dos constantes ($K_{T\omega}$ y $K_{M\omega}$) obtenidas de las gráficas anteriores.

$$\begin{aligned} K_{T\omega} &= 0.0667 \frac{N}{\%} \\ K_{M\omega} &= 0.0346 \frac{Nm}{\%} \end{aligned} \tag{3.1}$$

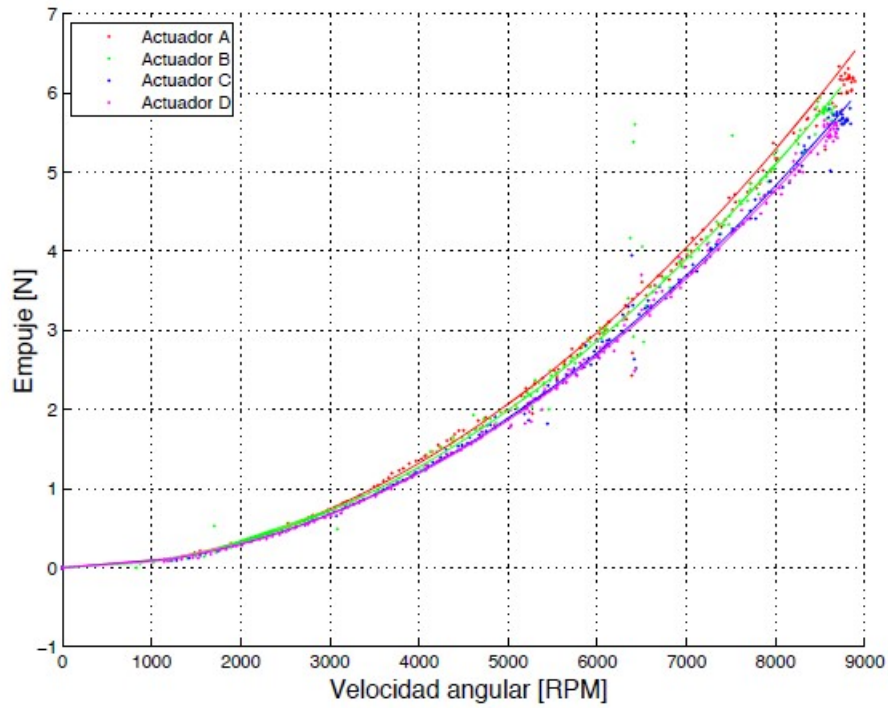


Figura 3.4: Resultados obtenidos por el autor en [5] que caracterizan el empuje frente a las revoluciones por minuto del rotor.

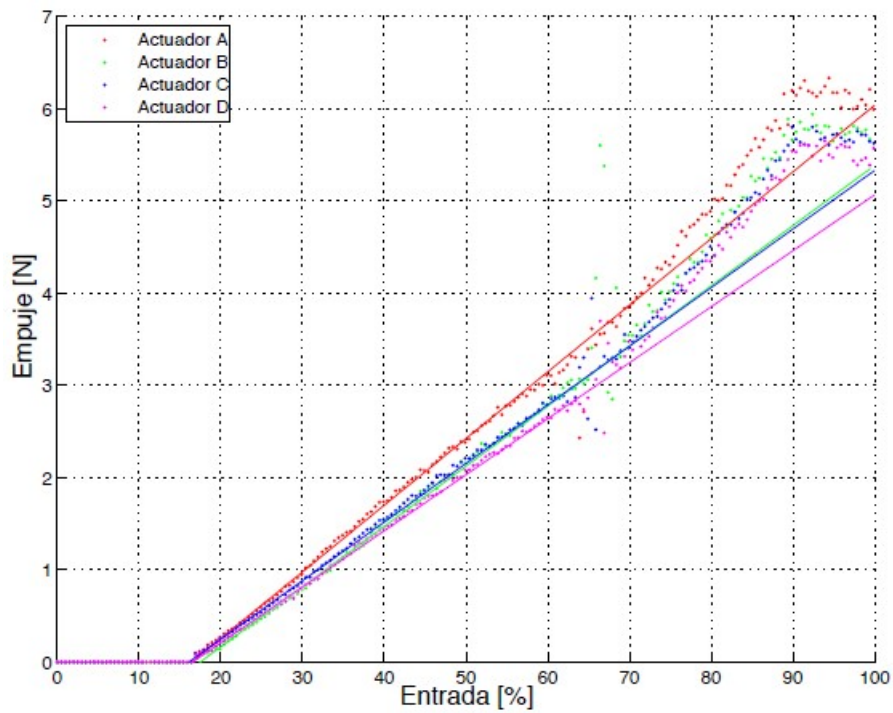


Figura 3.5: Relación lineal entre el empuje y las revoluciones por minuto, [5].

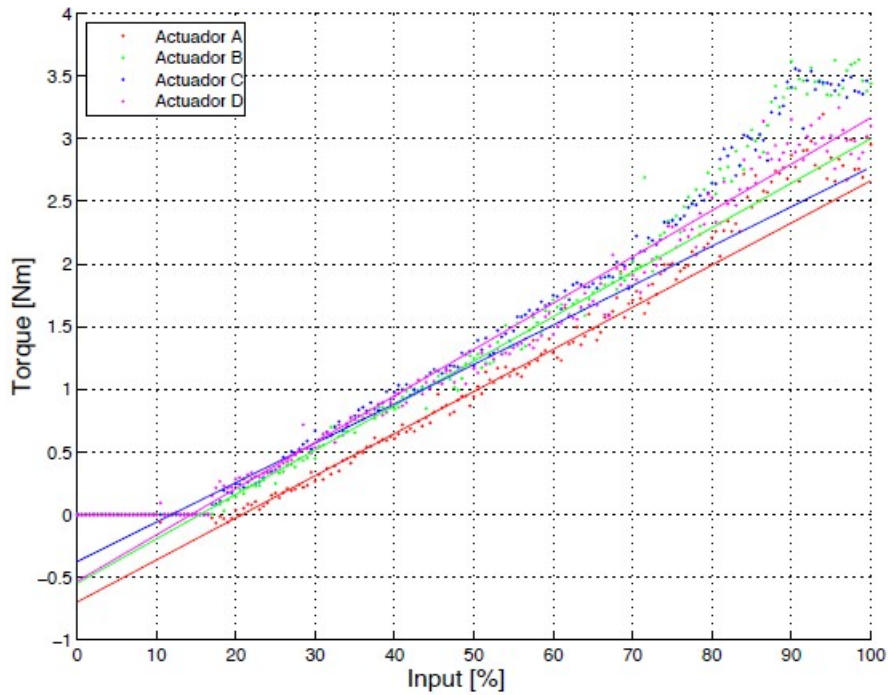


Figura 3.6: Relación lineal entre el par y el ciclo de trabajo de la señal PWM, [5].

Como ya se ha mencionado anteriormente, en este trabajo se han realizado muchas tareas en paralelo, por lo que para ir realizando el diseño de los controladores del quadrotor se emplearon dichas constantes, pues en ese momento no se disponía de un modelado propio de los actuadores. No obstante, en el sistema simulado se tuvo en cuenta la dinámica de los actuadores del cuadro 3.1, en concreto la que modela al rotor como un sistema de primer orden sin retardo.

3.3. Caracterización propia de los rotores

3.3.1. Sensores, electrónica de acondicionamiento y dispositivos receptores

En este apartado, se presentarán y detallarán los sensores empleados para caracterizar los rotores, además de la electrónica necesaria para acondicionar sus señales. También se tratarán los dispositivos con lo que se recogen dichas señales y los programas realizados para ello.

Celda de carga

Se empleará una celda de carga para caracterizar el empuje de los rotores y, de forma indirecta, el par generador por los mismos. Estos sensores tienen unos tiempos de respuesta elevados, por lo que no serán válidos para caracterizar la dinámica del rotor, problema que se abordará más adelante.

Las celdas de carga son piezas mecánicas con configuraciones muy variadas [6], se diseñan de forma que en determinadas zonas de su estructura mecánica el

peso aplicado se transforma en una deformación proporcional. Dicha deformación es medida con dos, o cuatro, galgas extensiométricas dispuestas en un puente de Wheatstone, tal y como se aprecia en la figura 3.7.

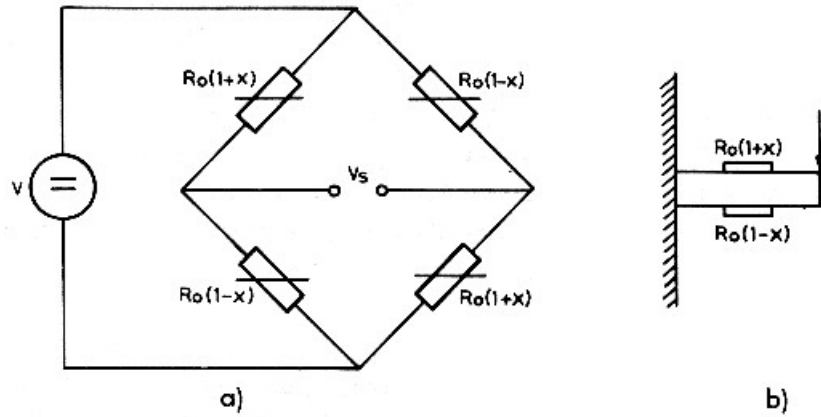


Figura 3.7: Puente de Wheatstone, aplicado a cuatro galgas extensiométricas (a) y esquema de una celda de carga que trabaja a flexión (b).

Las galgas extensiométricas captan las tensiones normales a las que se ven expuestas, por lo que conociendo el área sobre la cual se está aplicando la fuerza podemos determinar la misma.

La celda de carga, elegida para la caracterización, es una celda que trabaja a flexión, de las más económicas del mercado, como la que puede apreciarse en la figura 3.8.



Figura 3.8: Celda de carga empleada para caracterizar los rotores del sistema.

Al tratarse de un sensor de bajo coste, procedente de China, no se dispuso de una buena descripción del componente, por lo que fue necesario calibrar la celda con pesos patrones (el procedimiento se expone más adelante).

La salida de estos sensores es del orden de mV, así que antes de llevar a un convertidor ADC es necesario acondicionarla. Para ello se ha elaborado un amplificador de instrumentación con tres amplificadores operacionales comunes. Para comprender bien el funcionamiento del amplificador de instrumentación se realizará un breve

repaso del funcionamiento del amplificador diferencial y sus principales desventajas, [7] y [8].

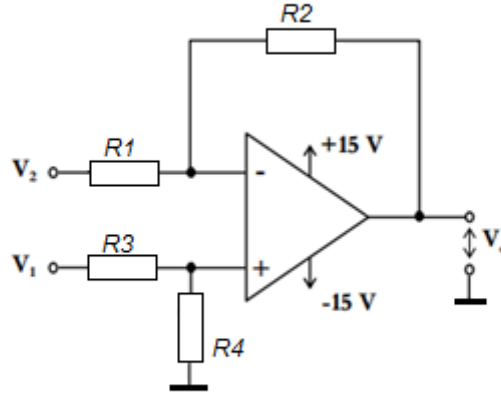


Figura 3.9: Esquema de un amplificador diferencial.

En las resistencias de la figura 3.9 se cumple:

$$\begin{aligned} R_2 &= kR_1 \\ R_2 &= R_4 \\ R_1 &= R_3 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Para obtener la salida del circuito se aplica la hipótesis de que éste es lineal. Por lo que, aplicando el principio de superposición, se obtendrá la salida en función de cada una de las entradas suponiendo la otra nula y, a continuación, se sumarán los resultados.

En primer lugar, se considera nula V_1 por lo que, como puede apreciarse, la salida en función de V_2 será la típica de un amplificador inversor:

$$V_O = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) V_2 = -kV_2 \quad (3.3)$$

Por otro lado, al considerar nula la entrada V_2 , a la entrada no inversora del amplificador operacional se tiene la tensión obtenida a la salida del divisor de tensión formado por R_3 y R_4 .

$$V_+ = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3}\right) V_1 = \left(\frac{k}{1 + k}\right) V_1 \quad (3.4)$$

Por lo que, teniendo en cuenta que se considera nula la entrada V_2 y la ecuación 3.2, el circuito se comporta como un amplificador no inversor:

$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_+ = (1 + k)V_+ \quad (3.5)$$

Sustituyendo en 3.5 el valor de V_+ (3.4) se obtiene:

$$V_O = (k + 1) \frac{k}{k + 1} V_1 = kV_1 \quad (3.6)$$

Aplicando el principio de superposición se obtiene que la salida del circuito viene dada en función de:

$$V_O = kV_1 - kV_2 = k(V_1 - V_2) = A_D(V_1 - V_2) \quad (3.7)$$

Hasta este punto se ha despreciado la ganancia en modo común, si se considera un amplificador real la tensión de salida vendrá dada por:

$$V_O = A_D(V_1 - V_2) + A_{CM} \left(\frac{V_2 + V_1}{2} \right) \quad (3.8)$$

Esta última amplificación es un defecto pues, recordemos que buscamos amplificar la diferencia de las entradas. La ganancia en modo común depende del componente, pero al igual que la ganancia diferencial, también se ve afectada de las resistencias empleadas, en concreto de su desapareamiento. Esto puede apreciarse en la expresión 3.9, que evalúa el factor de rechazo al modo común del circuito, según exponen los autores en [8].

$$CMRR_T = \frac{A_D}{A_{CM}} = f \left(CMRR, \frac{R_2}{R_1}, \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (3.9)$$

Para compensar el desapareamiento de las resistencias o el CMRR propio del componente, la resistencia R_4 será variable, gracias a la cual podemos conseguir que la salida del circuito sea cero cuando ambas entradas sean iguales.

Este amplificador posee dos claras desventajas:

- Resistencia de entrada finita, del orden de $k\Omega$. Por lo que, dependiendo del valor de la resistencia de salida del sensor, este puede falsear en mayor o en menor magnitud la señal de entrada. Como consecuencia, el amplificador no será un mero observador que amplifica la señal, sino que afectará al valor de esta.
- Un mal ajuste de la ganancia del circuito, ya que solo es posible una ganancia fija.

Para solucionar estas dos desventajas se añade una etapa de seguidores de tensión, con los cuales se obtiene una impedancia de entrada muy elevada. Y para conseguir una ganancia variable en el sistema se añaden, además, tres resistencias a la etapa (una de ellas variable) tal como se muestra en la figura 3.10.

Añadiendo esta configuración a un amplificador diferencial común se obtiene un amplificador de instrumentación (figura 3.11).

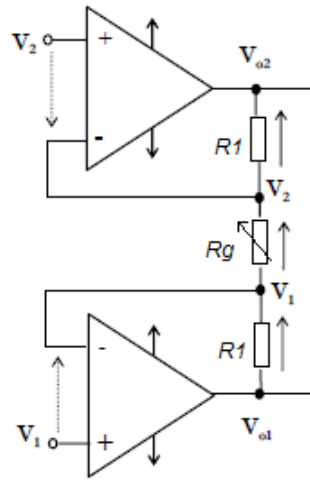


Figura 3.10: Etapa de entrada de alta impedancia y ganancia variable del amplificador de instrumentación.

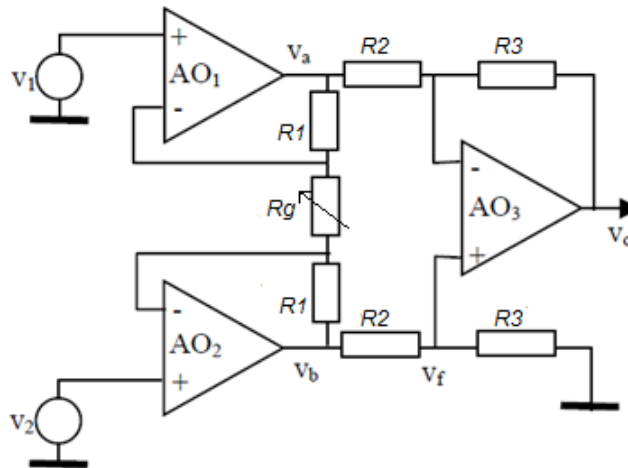


Figura 3.11: Amplificador de instrumentación.

El análisis de este circuito se hará considerando propiedades de simetría:

- Cuando es excitado con una entrada en modo común ($V_1 = V_2$) las señales V_a y V_b de la figura 3.11 son iguales, independientemente del valor de R_1 y de R_G , de forma que el circuito es equivalente al de la figura 3.12.

Y puede demostrarse, según los autores en [7] y [8], que la ganancia del circuito en este caso viene dada por:

$$CMRR_T = \frac{R'_3 R_2 - R_3 R'_2}{R_2 (R'_3 + R'_2)} \quad (3.10)$$

Teniendo en cuenta que emplearemos una topología simétrica ($R_3 = R'_3$ y $R_2 = R'_2$) la ganancia en modo común será prácticamente nula.

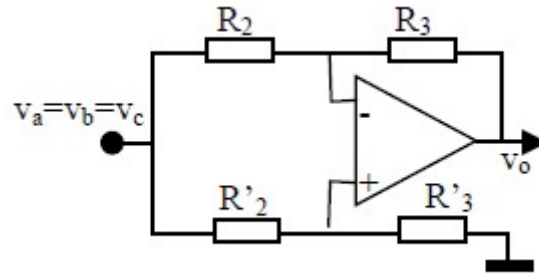


Figura 3.12: Equivalencia del amplificador de instrumentación en funcionamiento en modo común.

- Cuando es excitado con una entrada en modo diferencial ($V_1 = -V_2$) el punto medio de la resistencia R_G permanece a 0 voltios, si se supone que dicha resistencia es simétrica. Por lo tanto, para esta entrada el circuito de la figura 3.11 es equivalente al de la figura 3.13.

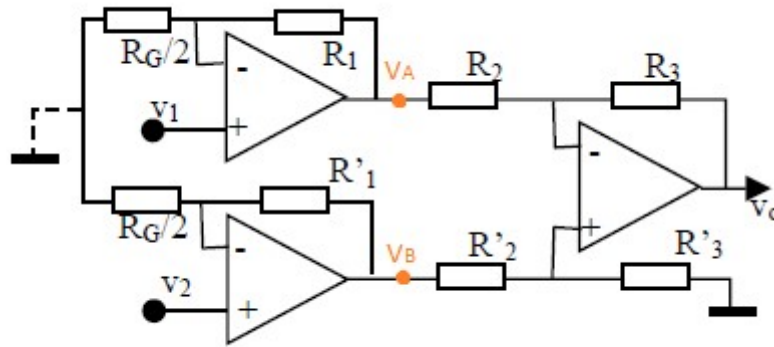


Figura 3.13: Equivalencia del amplificador de instrumentación en funcionamiento en modo diferencial.

La salida de este circuito puede obtenerse analizando las dos entradas como dos topologías no inversoras en cascada con un amplificador diferencial, teniendo en cuenta que $R_1 = R'_1$, $R_2 = R'_2$ y $R_3 = R'_3$, V_0 es:

$$V_A = V_1 \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right)$$

$$V_B = V_2 \left(\frac{2R_1}{R_G} + 1 \right), \quad k_1 = \frac{2R_1}{R_G} + 1 \quad (3.11)$$

$$V_0 = k_2 k_1 (V_1 - V_2), \quad \text{recordemos que } k_2 = R_2/R_3$$

Por lo tanto, tendremos una ganancia fija k_2 y una ganancia variable, k_1 , que varía en función de R_G .

A la hora de materializar este circuito, se ha utiliza el circuito integrado TL084CN.

Este integrado proporciona cuatro amplificadores operacionales estándar, de los que solo usaremos tres.

Además, como ya se indicó, se ha sustituido una de las resistencias de valor R_3 por la resistencia R_4 y una resistencia variable R_5 , siendo esta última un potenciómetro multivuelta. Con esto se pretende maximizar el factor de rechazo en modo común (figura 3.14).

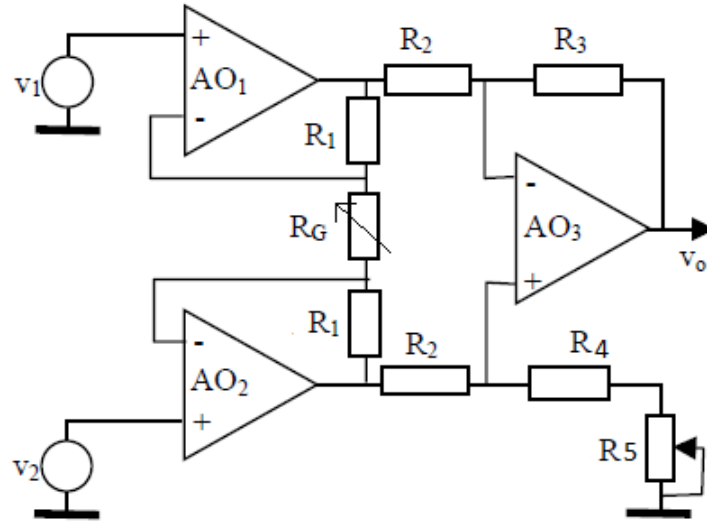


Figura 3.14: Esquema del amplificador diferencial implementado para acondicionar la señal entregada por la celda de carga.

Los valores escogidos para las resistencias pueden verse en la tabla 3.2.

Cuadro 3.2: Valores de las resistencias empleadas para materializar el amplificador de instrumentación.

Resistencia	Valor
R_1	$57k\Omega$
R_2	$10k\Omega$
R_3	$100k\Omega$
R_4	$57k\Omega$
R_5	$[0, 100]k\Omega$
R_G	$[0, 1]k\Omega$

Con los valores elegidos se consigue una ganancia $k_1 = 114$ y una ganancia $k_2 = 10$. Si esta no fuese la apropiada se podría modificar con R_G en función de la señal entregada por la celda de carga. Además, con R_5 se ajusta el valor de la resistencia que forma en serie con R_4 , para conseguir una simetría en el amplificador diferencial y garantizar una ganancia en modo común nula.

Tacómetro

En este apartado, se persigue caracterizar la dinámica de los rotores en función de su velocidad de giro, la cual, posteriormente, se relacionará con el empuje y el par giroscópico generado por el rotor.

Como ya se ha mencionado, las celdas de carga son sensores lentos, por lo que para poder caracterizar la dinámica de los rotores será necesario acudir a un sensor con un tiempo de respuesta adecuado. Se ha recurrido a un sensor óptico el *QDR1114*, el cual está compuesto de un diodo infrarrojo (emisor) y de un fototransistor (receptor). Es un sensor muy económico (1 €), pero con unas prestaciones muy buenas para nuestra aplicación.



Figura 3.15: Detector óptico QR1114.

Como puede verse en la figura 3.15, el emisor y el receptor están uno al lado del otro y operan de modo reflexivo, por lo que, si en frente de ellos se coloca una superficie reflectora la luz emitida por el diodo infrarrojo será captada por el fototransistor y, si está es suficiente llevará al receptor a saturación.

En los motores brushless el estator es el que está contenido en el rotor, y además, en este caso la superficie del rotor en cuestión es negra. Por lo que, se realizó una pequeña marca blanca al rotor que marcará el inicio de cada vuelta (figura 3.16).

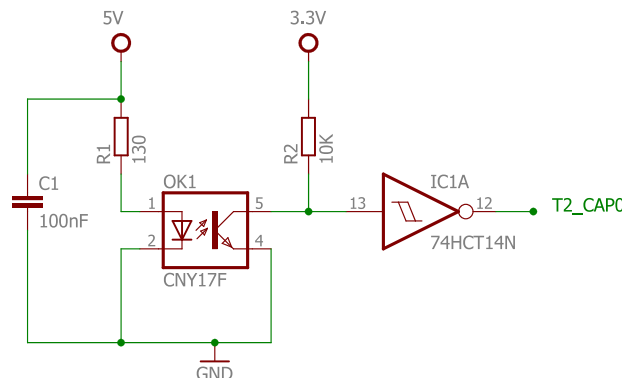


Figura 3.16: Circuito empleado para acondicionar la señal entregada por el QR1114 .

Empleando el esquema mostrado en la figura 3.16 cada vez que la marca blanca del rotor pase frente al sensor se obtendrá un flanco de subida. Por lo que, midiendo el tiempo entre flancos de baja y sabiendo que cada uno representa una vuelta completa

del rotor se obtiene la velocidad angular del mismo. Ha sido necesario añadir un trigger schmitt, ya que los flancos de bajada no eran abruptos y las entradas digitales del microcontrolador captaban falsas conmutaciones. El condensador C_1 , de 100 nF , se emplea para filtrar el ruido que pueda llegar al integrado 74HCT desde la alimentación.

En la figura 3.16:

- La resistencia R_1 se ha escogido teniendo en cuenta el datasheet del sensor el cual limita la corriente máxima que puede pasar por el emisor a 50 mA . Empleando $130\text{ k}\Omega$ se consigue, teniendo en cuenta la caída del diodo, una corriente de 25 mA .
- La resistencia R_2 es una resistencia de pull-up para captar los flancos de bajada.

Una vez planteada la idea, se realizará un breve análisis de las características del sensor para demostrar la validez de este dispositivo para la labor que nos ocupa. Concretamente, las que caracterizan la rapidez del receptor, tiempos de bajada y tiempos de subida, las cuales pueden apreciarse en la figura 3.17.

Rise Time	$V_{CE} = 5\text{ V}, R_L = 100\ \Omega$	t_r	—	10	—	μs
Fall Time	$I_{C(ON)} = 5\text{ mA}$	t_f	—	50	—	μs

Figura 3.17: Tiempos de bajada y tiempo de subida del sensor QR1114.

El tiempo de subida del fototransistor son unos $10\ \mu\text{s}$ y el de baja, más lento, es de $50\ \mu\text{s}$.

Teniendo en cuenta que los motores que se han empleado no superan las 10000 RPM , es decir, como mucho se darán 167 vueltas cada segundo, cada vuelta tardará como poco 6 ms . Este tiempo debe ser suficiente para que el sensor pueda bajar a nivel bajo y volver a subir a nivel alto antes de que se complete la siguiente vuelta. Según el datasheet, tardaría unos 0.06 ms en bajar y subir de nivel, por lo que el sensor empleado tiene un margen de seguridad de 5.94 ms .

Con esto queda demostrado que el $QDR1114$ es muy válido para caracterizar la dinámica de los rotores empleados, y la de rotores mucho más rápidos.

LPC4088-32 Developer's Kit

Como puede apreciarse en la figura 3.18, se ha empleado una placa de desarrollo que dispone de una gran cantidad de periféricos.

De entre tantos nos valdremos de tres, dos de ellos internos del LPC4088 y otro externo:

- **PWM:** Genera la señal de control del ESC que gobierna las revoluciones del motor Brushless.
- **TIMER:** Se emplearán dos de los TIMER disponibles. Uno se empleará para medir el tiempo entre los flancos de subida entregados por el tacómetro diseñado,

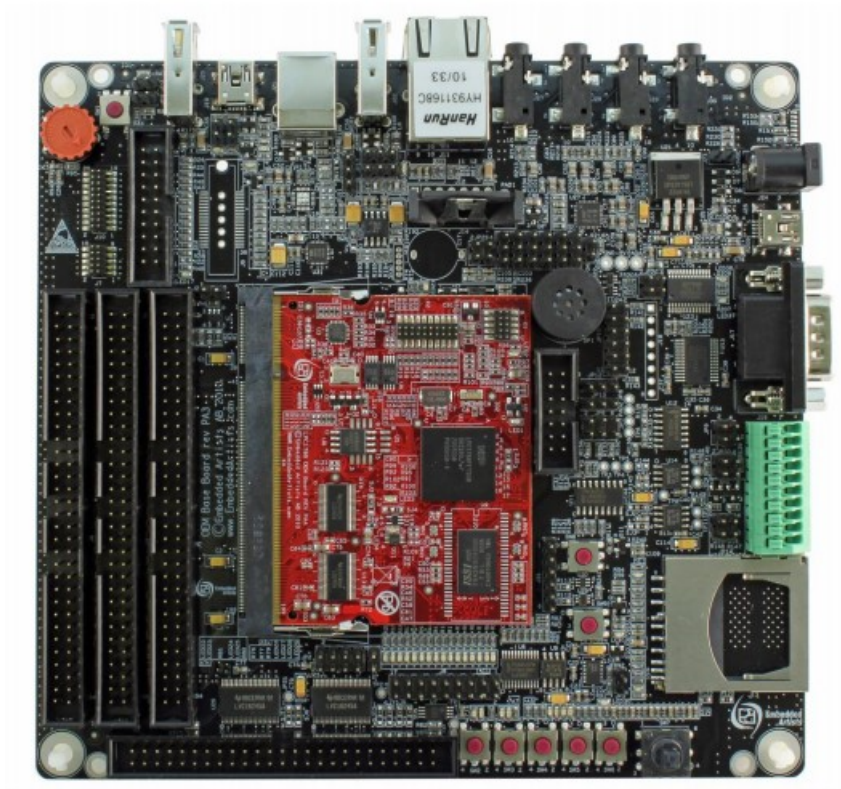


Figura 3.18: Placa de desarrollo LPC4088-32 Developer's Kit.

figura 3.16. Este TIMER se configura para que, al producirse un flanco de subida en una de sus entradas de captura provoque una interrupción y, guarde el valor del registro contador del tiempo (TC), el cual se incrementa según una pre-escala definida, en el registro CAP_0 . Este tiempo es convertido a velocidad angular mediante la siguiente expresión:

$$Revoluciones = \frac{(1000000)(60)}{CAP_0} \quad (3.12)$$

Obteniéndose así la velocidad en revoluciones por minuto en una variable global. Téngase en cuenta que la pre-escala definida es de 1 microsegundo. En la función de interrupción, de este TIMER, se resetean los registros contadores (PC y TC) para poder medir el tiempo que tarda la siguiente revolución.

El otro TIMER empleado fijará el periodo de muestreo, el cual se ha fijado en 1 ms. De esta forma, cada milisegundo se comprobará el valor de las revoluciones medidas, y se guardará en el otro periférico empleado, de la placa de desarrollo. Se ha elegido este valor para el periodo de muestreo basándose en la dinámica de rotores similares obtenida por otros autores [5], estos parámetros pueden verse en la tabla 3.1.

- **Tarjeta SD:** En ella, se almacenará el valor de la variable global revoluciones cada vez que el TIMER encargado de la frecuencia de muestreo provoque una interrupción. Una vez terminado el ensayo, la tarjeta SD se extrae de la placa

de desarrollo y se lleva al PC, desde aquí se importarán los datos a MatLab desde donde, como veremos más adelante, se realiza el análisis y tratamiento de las señales.

Debe considerarse que, aunque también hubiese sido posible recoger el valor de la señal entregada por la celda de carga con esta tarjeta, empleando interrupciones, el convertidor ADC del LPC4088 tiene una resolución de 12 bits y una entrada limitada desde 0 a 3.3 V y, puesto que se disponía de una tarjeta *NIUSB-6211* de National Instrument cuyo convertidor ADC tenía más resolución y disponía de un rango de entrada más amplio, se optó por éste.

NI USB-6211

El ADC de esta tarjeta posee una resolución de 16 bits y un fondo de escala configurable. En la tabla de la figura 3.19 (b) puede apreciarse la resolución del convertidor en función del fondo de escala seleccionado.



(a)

Input Range	Nominal Resolution Assuming 5% Over Range
-10 V to 10 V	320 μ V
-5 V to 5 V	160 μ V
-1 V to 1 V	32 μ V
-200 mV to 200 mV	6.4 μ V

(b)

Figura 3.19: Tarjeta NI-ESB-6211, de la casa NATIONAL INSTRUMENTS, (a) y sus posibles configuraciones para el fondo de escalada (b).

Para este trabajo, al disponer de un circuito con una ganancia variable, según el valor de R_G (figura 3.14), cabe pensar que podría ajustarse a los dos primeros rangos sin problema, no obstante, tras emplear pesos patrones se vio que el rango más adecuado era el de $[-10, 10]$ V ya que la señal entregada variaba entre los 0 y los 10 V. Se podría haber añadido un restador de -5 V con el fin de ajustarse al segundo rango de la tabla de la figura 3.19 (b), obteniendo así mayor resolución, pero en las primeras pruebas se obtenían unos resultados con mucho ruido, debidos a las vibraciones de los motores, esto hacía ver que, aunque se dispusiese de una mayor resolución, esta se vería empañada por la vibración de los rotores. Por lo tanto, una vez seleccionado el fondo de escala del convertidor quedaba otro aspecto más por definir, la configuración

elegida. Según el manual de la tarjeta el uso de la configuración Single-Ended se adapta bien a las características de la señal acondicionada de la celda.

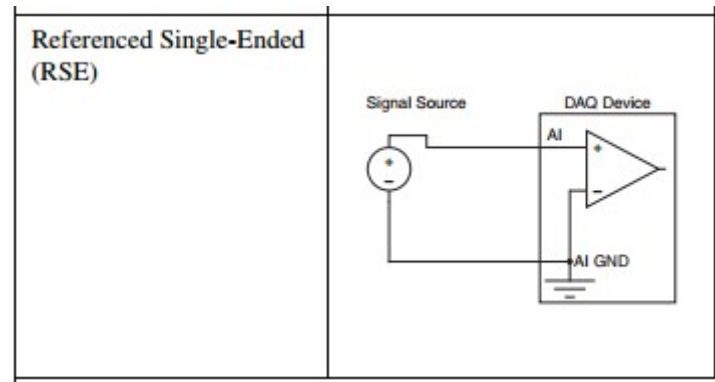


Figura 3.20: Configuración Single Ended para el convertidor ADC de la tarjeta NI USB-6211.

- El cable empleado tiene una longitud menor de 3 metros.
- Al solo utilizarse un canal de convertidor no existe posibilidad de que otras señales perturben la referencia utilizada en Single-Ended, figura 3.20.

Se escogió el canal 1 del convertidor de la tarjeta y se unió la masa de la misma a la masa del conjunto (figura 3.21).



Figura 3.21: Pines empleados de la tarjeta NI USB-6211.

Para procesar la señal entregada por la tarjeta, a través del puesto USB, se empleó una toolbox de MatLab para el manejo de dispositivos de National Instrument. Por defecto, el periodo de muestreo de la tarjeta es de 1 ms, el cual se considera más que suficiente para realizar una caracterización estática de las dos variables ya mencionadas.

En el script realizado en MatLab, se selecciona que la tarjeta trabaje en modo foreground. En dicho modo MatLab no puede ejecutar en paralelo más tareas como, por ejemplo, un procesamiento de datos. No obstante, es el modo más sencillo y esta carencia se suple realizando un post-procesado de los datos obtenidos.

30/08/16 13:02 C:\Users\pc\Desktop\Caract...\version 1.m 1 of 1

```
clc
clear all
close all

%Se buscan los dispositivos disponibles:
daq.getDevices

%Se crea una estructura para el manejo del dispositivo:
s = daq.createSession('ni');

%Se selecciona el dispositivo 1 (NI USB-6211), el canal de entrada
%analógico 1 y que se realizará una lectura de voltaje:
ch=addAnalogInputChannel(s,'dev1',1,'voltage');

%Se cambia el funcionamiento del convertido (por defecto diferencial) a
%SingleEnded:
ch.TerminalConfig='SingleEnded';

%Se tomarán 5000 muestras para cada salto en el ciclo de trabajo:

s.DurationInSeconds = 25;

%Se guarda en la variable data todas las muestras tomadas por el
%convertidor:

data = startForeground(s);
```

Figura 3.22: Script realizado en MatLab para obtener las medidas de uno de los canales del convertidor ADC de la tarjeta Ni USB-6211.

En la figura 3.22 se muestra, y comenta, el procedimiento realizado para adquirir datos de la celda de carga durante 25 segundos, en este tiempo se realizarán las pruebas necesarias al rotor.

Una vez presentados todos los elementos que intervendrán en la caracterización de los rotores se procede a presentar la metodología aplicada.

3.3.2. Metodología

En las figuras 3.23 y 3.27 se presentan unos bocetos para exponer de forma gráfica la técnica empleada para caracterizar el empuje y el par generado por los rotores.

El empuje ejercido, como puede apreciarse en la figura 3.23, va en contra de la medida de la celda, esto es debido a que, realmente, lo que se medirá será el peso que es capaz de sustentar el rotor. Para ello, la celda de carga estará sometida de forma continua a una fuerza de 20 Newton hacia abajo, como puede apreciarse en la figura 3.24.

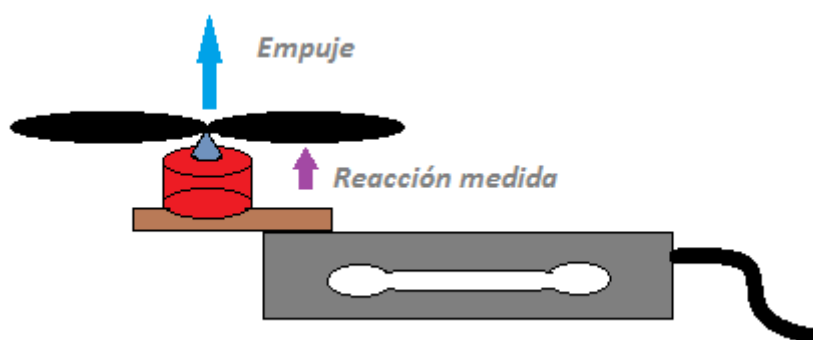


Figura 3.23: Boceto con el que se pretende ilustrar el procedimiento que se empleará en la caracterización del empuje de los rotores.

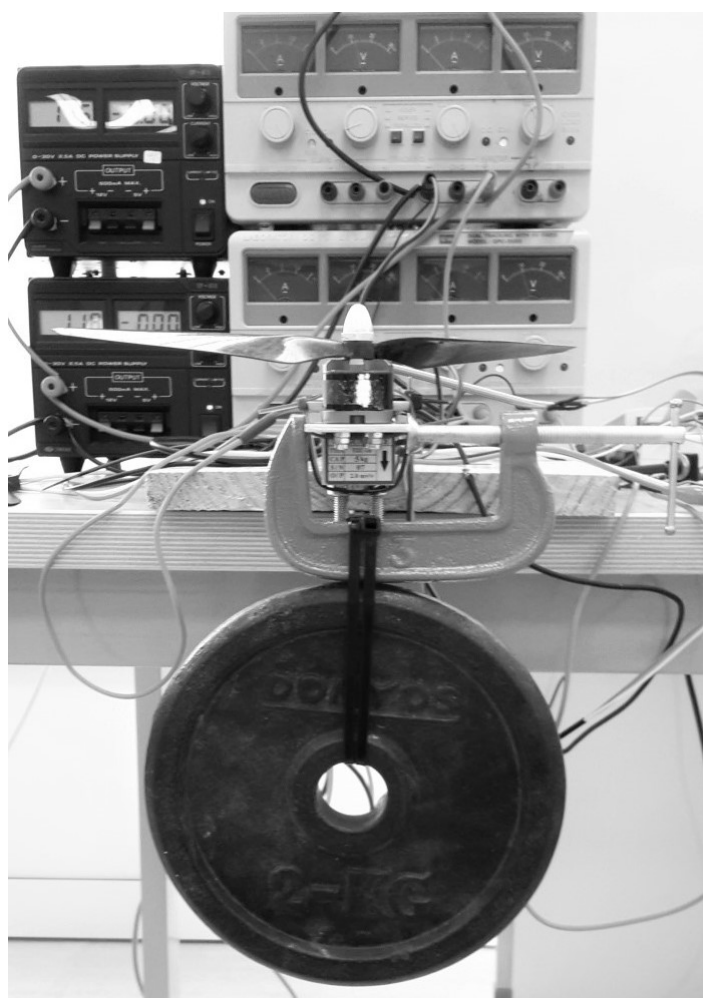


Figura 3.24: Montaje empleado para caracterizar el empuje de los rotores.

Cabe añadir que, además, este peso aporta mayor inercia al conjunto por lo que se reducen mucho las vibraciones mecánicas provocadas por el rotor. Esto puede apreciarse en la figura [3.25](#).

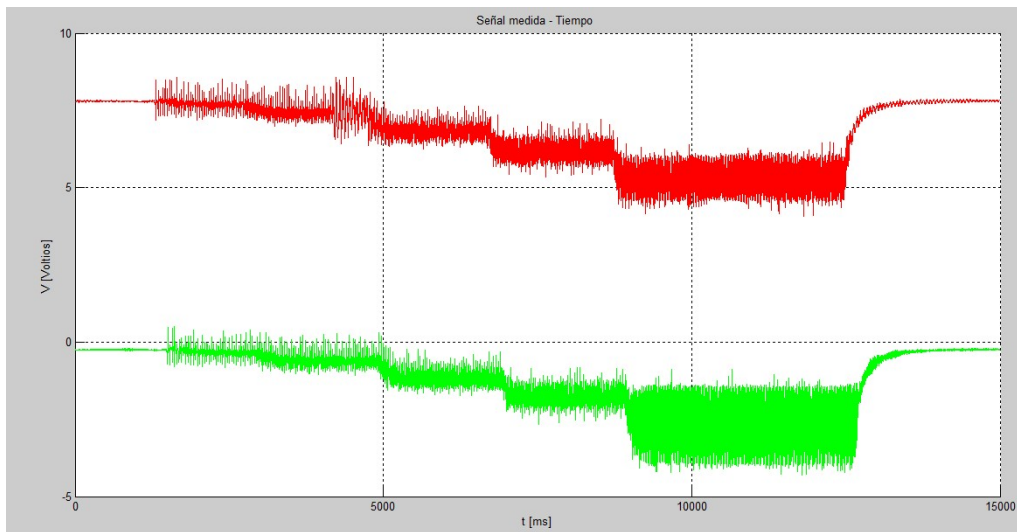


Figura 3.25: En rojo (—) puede apreciarse la señal obtenida, del convertidor ADC, al dotar al conjunto de un peso mayor y en verde (—) la señal obtenida sin añadir ningún peso al conjunto .

Como puede verse en la figura 3.25, será necesario realizar un post-tratamiento de datos, el cual consistirá en un filtro paso-bajo digital para obtener una medida más limpia de vibraciones mecánicas, puesto que se busca caracterizar el empuje y el par estáticos, no importa el retraso que este filtro añadirá a la señal.



Figura 3.26: Montaje, más de cerca, empleado para caracterizar el empuje de los rotores

Por otro lado, como puede apreciarse en la figura 3.27, el par se calcula midiendo la reacción que este provoca en la zona sensible de la celda de carga. Para ello, se supone que el par es ejercido desde el centro del rotor, y puesto que la distancia d (figura 3.27) es conocida, podemos obtener el valor del mismo.

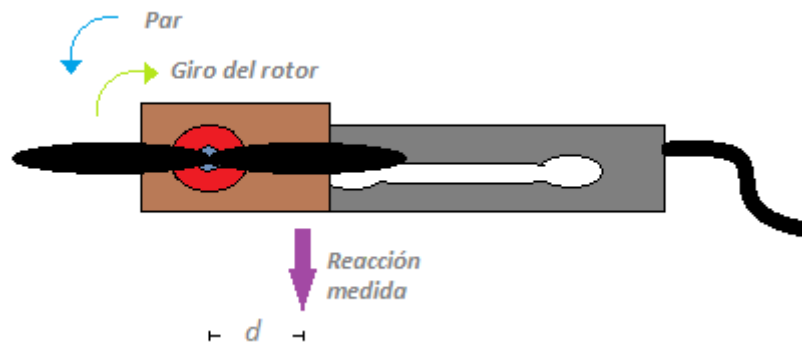
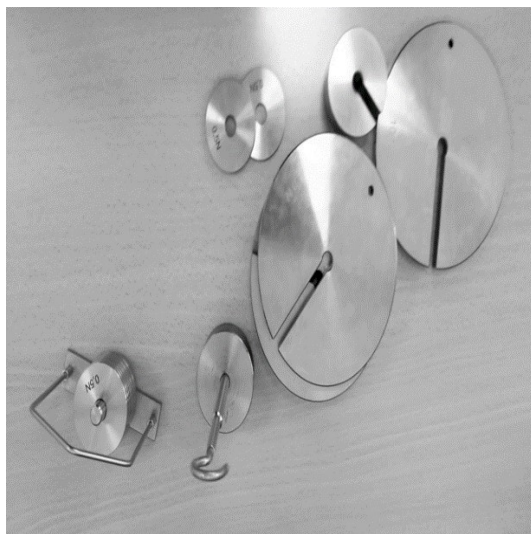


Figura 3.27: Boceto con el que se pretende ilustrar el procedimiento que se empleará en la caracterización el par generado por los rotores.

Llegado este punto, fue necesario calibrar la celda de carga, pues como ya se ha expuesto, no se dispone de mucha información sobre este sensor, para ello se utilizarán unos pesos patrones, facilitados por el laboratorio de elasticidad de esta Escuela de Ingenieros. Estos pueden verse en la figura 3.28.



(a)



(b)

Figura 3.28: Pesos patrones empleados para calibrar la celda de carga.

Por lo tanto, se deben realizar dos calibraciones, una para medir el empuje y otro para medir el par.

Calibración para el empuje

En el caso del empuje, para que la calibración sea válida, es necesario que los patrones reposen justo en la zona central desde la cual el rotor ejercerá su fuerza, pues, nos interesa relacionar la variación de la tensión medida por la celda, en ese punto, con el voltaje obtenido tras el acondicionamiento de la señal.

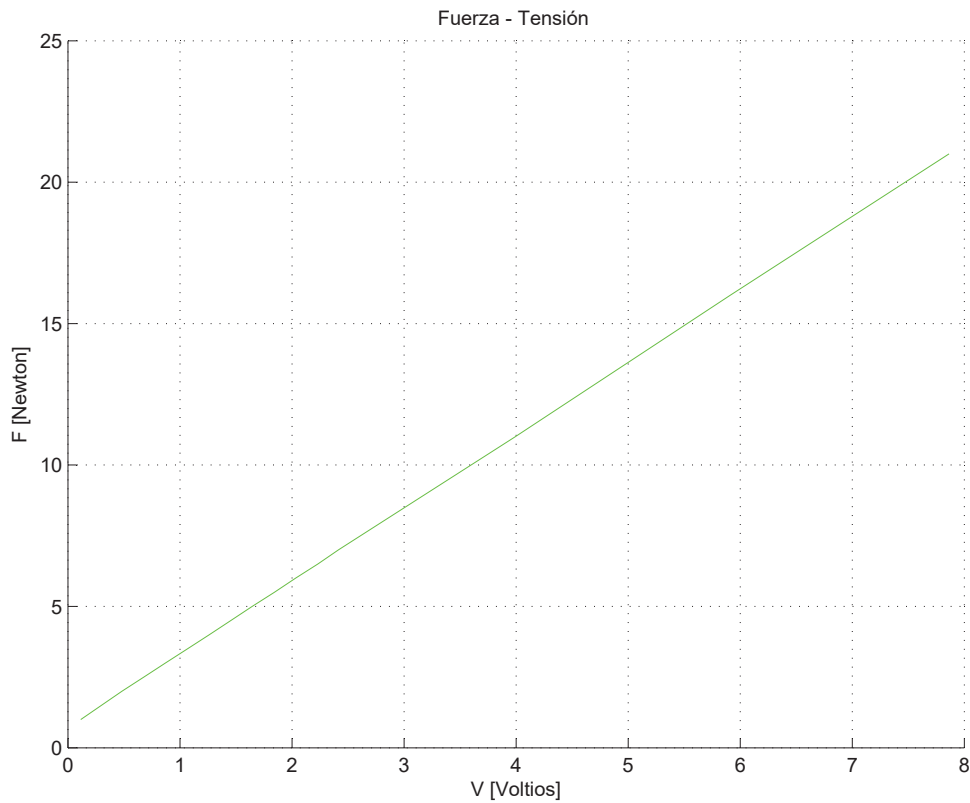


Figura 3.29: Voltaje obtenido, desde el convertidor ADC de la tarjeta NI USB-6211, tras aplicar a la celda de carga los distintos pesos patrones.

En la figura 3.29 puede verse la relación entre la tensión entregada [V] y la fuerza aplicada [Newton] en la zona mencionada. Como puede apreciarse, el conjunto celda de carga-amplificador de instrumentación proporciona una respuesta muy lineal, lo que facilita mucho la calibración del sensor.

Se muestran, ecuación 3.13, los parámetros que caracterizan la recta de regresión de estos datos, los cuales se utilizarán para caracterizar los rotores.

$$\begin{aligned}
 \text{Empuje} &= C_1 \text{Tension} + C_2 \\
 C_1 &= 2.5768 \text{N/V} \\
 C_2 &= 0.7492 \text{N}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Calibración para el par mecánico generado por los rotores

En este caso, la calibración se realiza desde la zona más sensible de la celda de carga. Se obtiene la recta de regresión de estos datos para caracterizar más adelante el par producido por los rotores, ecuación 3.14.

$$\begin{aligned}
 \text{Par} &= C_3 \text{Tension} + C_4 \\
 C_3 &= 0.1546 (\text{Nm})/\text{V} \\
 C_4 &= 0.044 \text{Nm}
 \end{aligned}
 \tag{3.14}$$

En las figuras 3.30 y 3.31, puede apreciarse el montaje realizado para caracterizar

el par generado por los rotores.

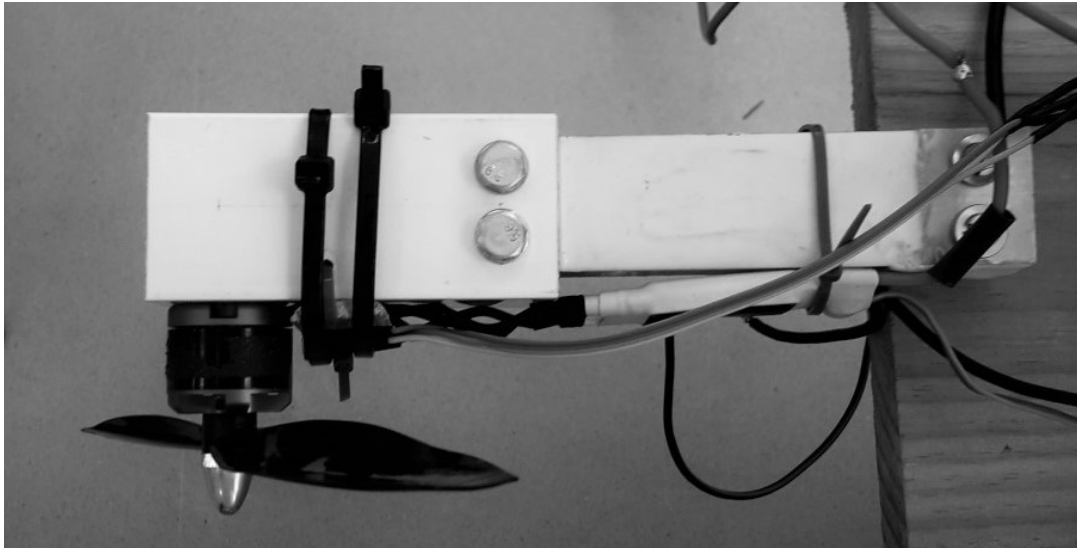


Figura 3.30: Montaje empleado para caracterizar el par mecánico generado por los rotores.



Figura 3.31: Montaje empleado, más de cerca, para caracterizar el par mecánico generado por los rotores.

3.3.3. Modelado de los rotores

Una vez presentados todos los elementos necesarios para la caracterización, se procede a evaluar los datos obtenidos. Como ya se mencionó en la introducción de este capítulo, se van a caracterizar 3 tipos de hélices, por lo tanto tendremos tres rotores distintos en función de la hélice elegida.

El modelo buscado es el expuesto en la figura 3.2, pero al contrario que en otros trabajos, en este proyecto no solo se caracterizará el actuador en el régimen de

trabajo nominal, sino que tendremos un modelo cuyos parámetros son variables en el tiempo. El rotor se caracterizará como una función de transferencia de primer orden con retraso variante en el tiempo, cuya entrada será el ciclo de trabajo y su salida una variable intermedia en función de la cual se ha caracterizado la dinámica del actuador, sus revoluciones por minuto. Finalmente, de las revoluciones por minuto dependerán las dos salidas útiles del actuador, el empuje y el par mecánico.

$$G_{est}(s) = \frac{K(D)}{\tau(RPM)s + 1} e^{-\tau d(RPM)s} \quad (3.15)$$

En la figura 3.32, puede verse el modelado del actuador realizado en Simulink. Como puede apreciarse, la constante de tiempo efectiva y el retardo del sistema varían con la velocidad de giro del rotor, esto está justificado pues la inercia del rotor es mucho menor cuando gira a mayor velocidad angular. Además, la ganancia estacionaria del sistema varía con del ciclo de trabajo de la señal PWM, ya que entre ambas no existe una relación lineal.

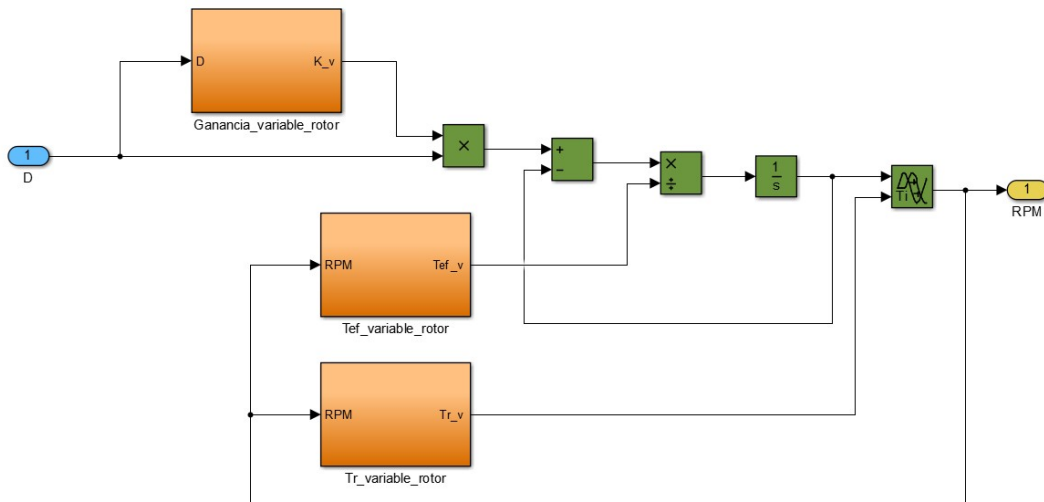


Figura 3.32: Modelado, realizado en Simulink, donde se caracteriza la dinámica de los actuadores del sistema.

Los parámetros de la ecuación 3.15 se obtendrán a partir de las revoluciones estimadas por el tacómetro para distintas entradas escalón, variando para ello, el ciclo de trabajo de la señal PWM. Para cada entrada escalón y la respuesta del actuador (RPM), se obtendrán los parámetros, de una función de transferencia de primer orden con retardo, según el método basado en la curva de reacción del proceso, tal y como muestran los autores en [9], mostrado en la figura 3.33.

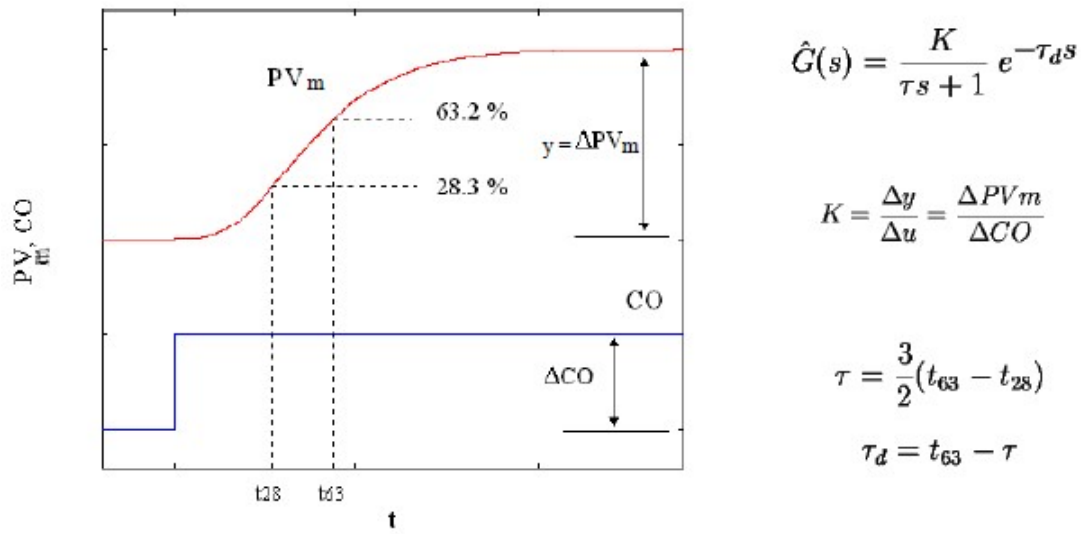


Figura 3.33: Método para obtener la función de transferencia estimada basado en la curva de reacción del proceso, [9].

Por otro lado, tal y como se describe en [1] el empuje de un rotor, como los que se han utilizado en este trabajo, viene dado por:

$$T = C_T \rho A (\Omega R)^2 \quad (3.16)$$

donde ρ es la densidad del aire, A el área de barrido de la hélice, Ω la velocidad angular de la hélice, R su radio y C_T es un coeficiente que suele hallarse de manera experimental y depende, entre otros factores, de la pendiente de sustentación, la cual indica el cambio del ángulo de ataque a lo largo de la hélice, o la relación de solidez. El desconocimiento de estos parámetros nos obliga a caracterizar el empuje experimentalmente. Hay que destacar que el empuje del rotor, ecuación 3.16, es proporcional al cuadrado de su velocidad angular, por lo tanto, esto debe apreciarse en la caracterización que se obtenga experimentalmente.

El par mecánico, también descrito en [1], depende de:

$$P = C_Q \rho A (\Omega R)^2 R \quad (3.17)$$

Al igual que en el caso anterior, el par es proporcional al cuadrado de la velocidad de giro y también depende de parámetros como el radio o el área de barrido de la hélice. Además, como ocurría con el empuje, el desconocimiento de la constante C_Q , la cual depende de parámetros más específicos de las palas, nos obliga a caracterizar este efecto experimentalmente.

Presentados el modelo dinámico buscado (ecuación 3.15) y la relación teórica entre el empuje (3.16), y el par (3.17), con la velocidad de giro del rotor, se procede a caracterizar los tres rotores disponibles, en función de las distintas hélices.

Rotor 1

La hélice de este rotor posee un diámetro de 20.5 cm y está constituida de un material flexible (polímero).

A continuación, se presentan la variación de las revoluciones por minuto del rotor en función del ciclo de trabajo de la señal de control (figura 3.34 y figura 3.35), con estos datos se caracterizará el modelo de la figura 3.2 para la hélice de menor diámetro.

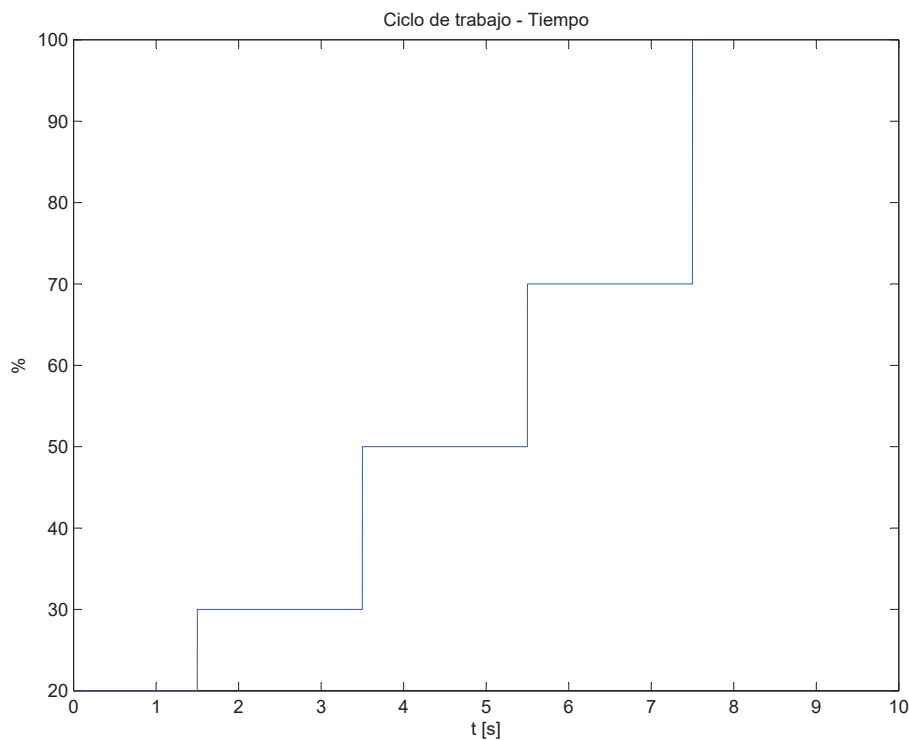


Figura 3.34: Escalones en el ciclo de trabajo de la señal PWM enviada al ESC desde el microcontrolador.

En primer lugar, se obtendrá la constante de tiempo efectiva en función de las revoluciones por minuto del rotor, la cual viene dada según la ecuación 3.18. Los parámetros de dicha ecuación, muestran como la inercia del rotor disminuye cuando este gira a mayor velocidad, tal y como puede apreciarse en la figura 3.36.

$$t_{ef} = C_{tef1}RPM^2 + C_{tef2}RPM + C_{tef3} \quad (3.18)$$

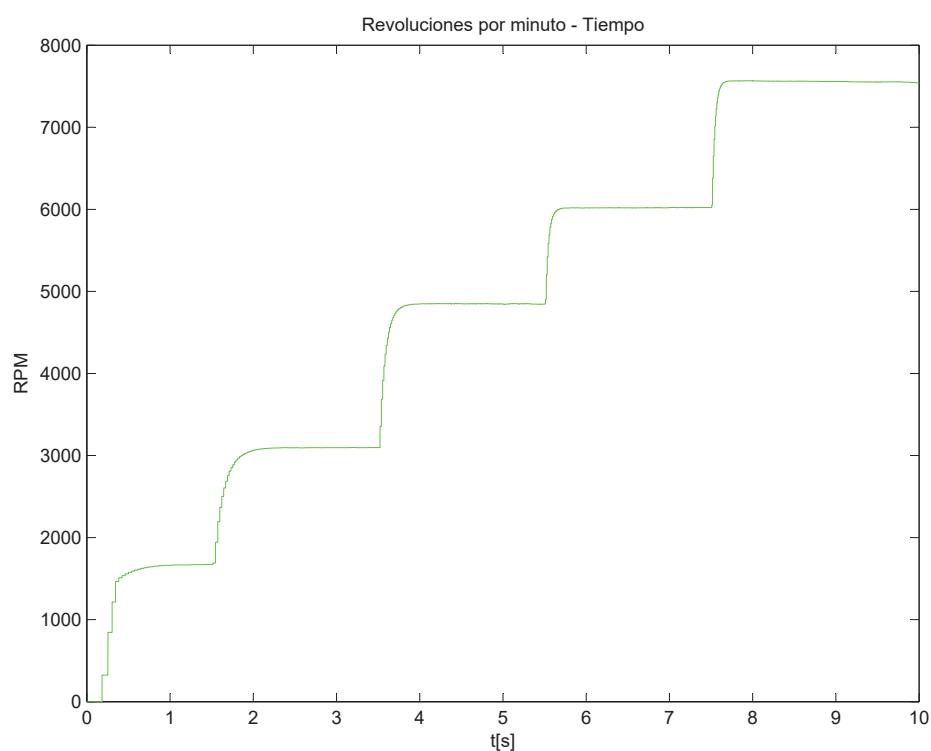


Figura 3.35: Revoluciones por minuto del rotor, en función de las señales escalón de la figura 3.34.

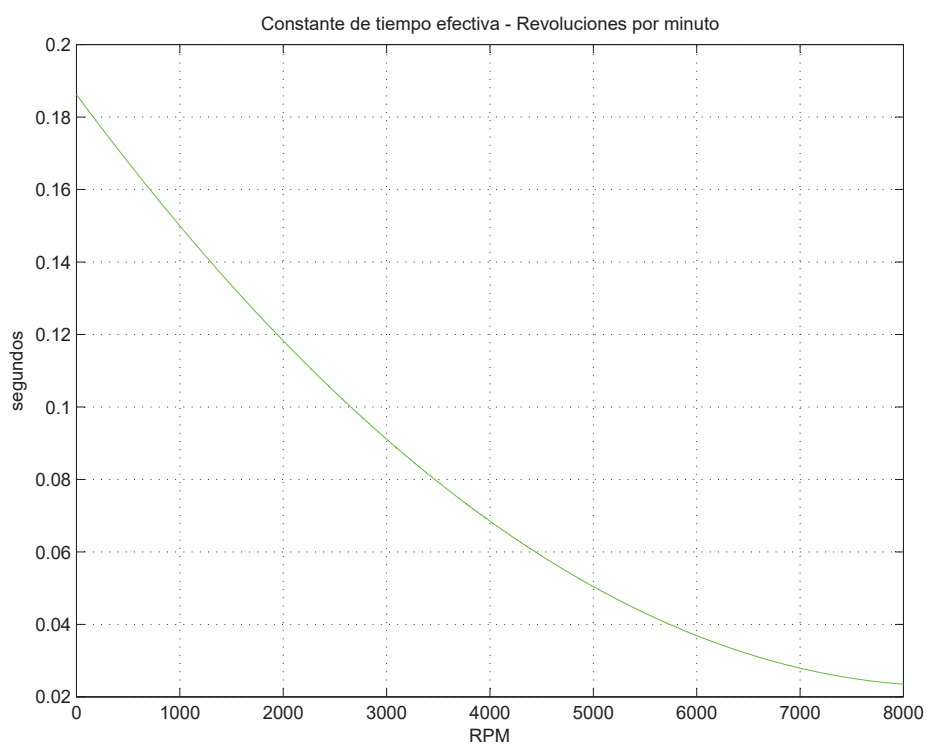


Figura 3.36: Variación de la constante de tiempo efectiva del rotor, en función de la velocidad de giro del mismo.

El retardo del sistema, en función de la velocidad de giro del rotor, viene dado por:

$$t_r = C_{r1}RPM^2 + C_{r2}RPM + C_{r3} \quad (3.19)$$

Y puede apreciarse en la figura 3.37.

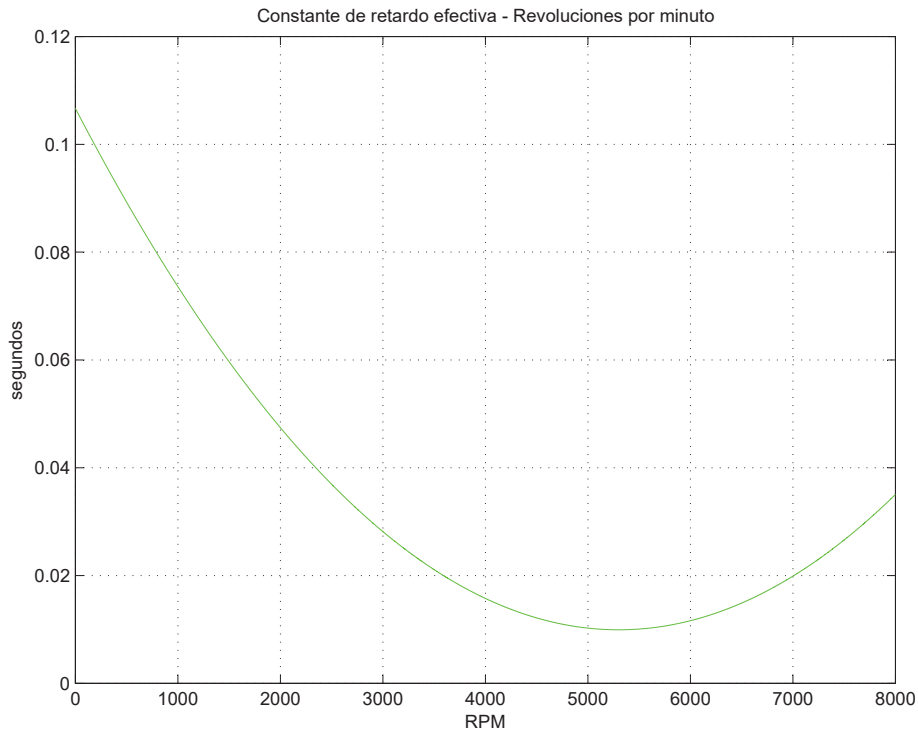


Figura 3.37: Variación de la constante de retardo efectiva del rotor, en función de la velocidad de giro del mismo.

A continuación, se presenta la variación de la ganancia estacionaria del sistema en función de la señal de control, pues como se comentó anteriormente, no existe una relación lineal entre ambas. Esta variación, ecuación 3.20, está representada en la figura 3.38.

$$K_{est} = C_{K1}D^4 + C_{K2}D^3 + C_{K3}D^2 + C_{K4}D + C_{K5} \quad (3.20)$$

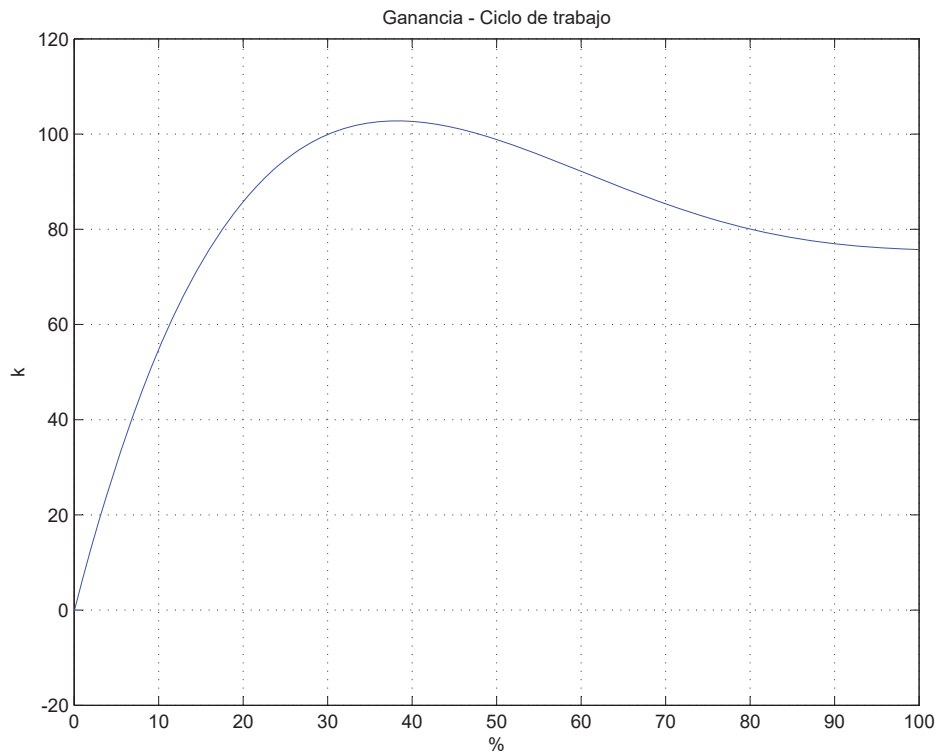


Figura 3.38: Variación de la ganancia del rotor, en función del ciclo de trabajo.

Todas las constantes que caracterizan la función de transferencia de primer orden con retardo variable en el tiempo, del rotor 1, pueden verse en la tabla 3.3.

Cuadro 3.3: Constantes que caracterizan la dinámica y la ganancia del rotor 1.

Constante	Valor
C_{tef1}	2.2723×10^{-9}
C_{tef2}	-3.852×10^{-5}
C_{tef3}	0.1862
C_{r1}	3.4434×10^{-9}
C_{r2}	-3.6502×10^{-5}
C_{r3}	0.1067
C_{K1}	-4.2255×10^{-6}
C_{K2}	0.0014
C_{K3}	-0.1575
C_{K4}	6.9361
C_{K5}	-0.2646

Una vez caracterizado la función de transferencia variable en el tiempo, que modela al conjunto ESC-rotor, se procede a obtener la relación entre la salida de esta función de transferencia (RPM) y la dos salidas del actuador. En la figura 3.39 puede apreciarse como varia la fuerza medida por la celda de carga, la cual está

sosteniendo un peso fijo de 20 N y un peso adicional aportado por los soportes, a medida que vamos incrementando la señal de control (entrada en rampa, formada por pequeños escalones).

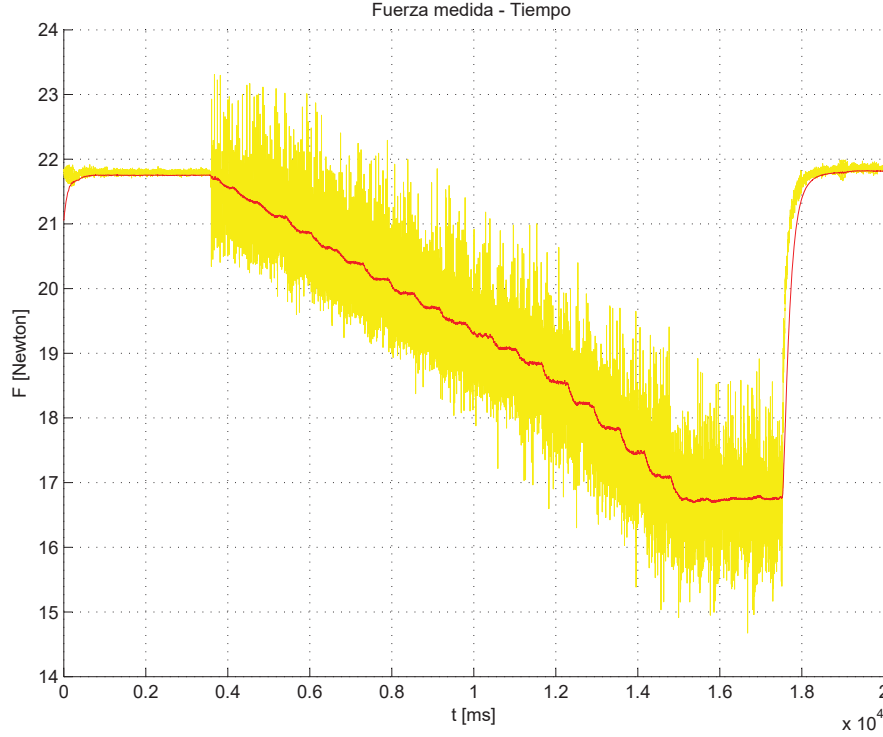


Figura 3.39: En amarillo (—) puede apreciarse la señal recogida por el convertidor ADC y en rojo (—) el resultado de aplicarle, a dicha señal, un filtrado paso bajo, eliminando así las vibraciones mecánicas.

Como puede apreciarse en la figura 3.39, el motor a máxima potencia ejerce un empuje de unos 5 N. Es muy probable que el rotor pueda generar un empuje mayor dado que, como puede apreciarse, parte de ese empuje se disipa en vibraciones mecánicas. Como se comentó anteriormente, para el modelado, es de interés relacionar las revoluciones por minuto del rotor con el empuje ejercido por el mismo, por ello, en la figura 3.40 se muestra las revoluciones del rotor correspondientes a las fuerzas presentadas en la figura 3.39.

Realizando, entre las figuras 3.40 y 3.39, una correspondencia de los datos útiles se obtiene que, el empuje del rotor varía en función de las revoluciones por minuto del mismo según la ecuación 3.21.

$$T = C_{F1}RPM^2 + C_{F2}RPM \quad (3.21)$$

donde:

$$\begin{aligned} C_{F1} &= 1.0155 \times 10^{-7} \\ C_{F2} &= -1.0327 \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Esta correspondencia puede apreciarse en la figura 3.41. El orden de magnitud obtenido es similar al que obtiene el autor en [5], se estima necesaria esta comparación pues, como ya se indicó, la celda de carga empleada no tiene muy buenas prestaciones.

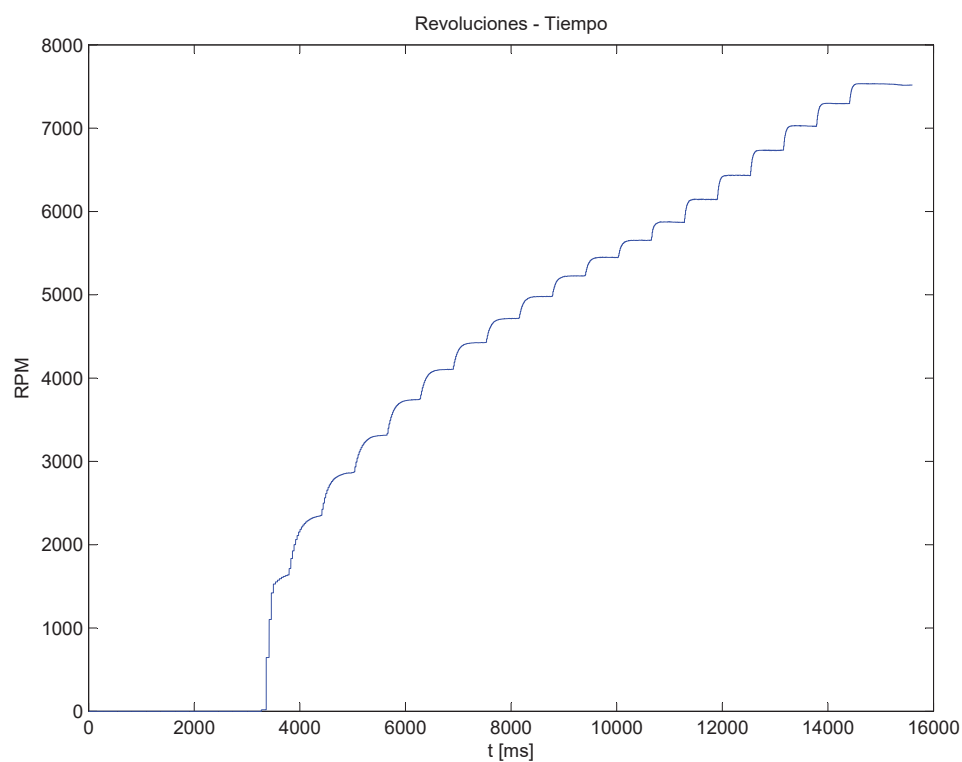


Figura 3.40: Revoluciones del rotor correspondientes a la figura 3.39.

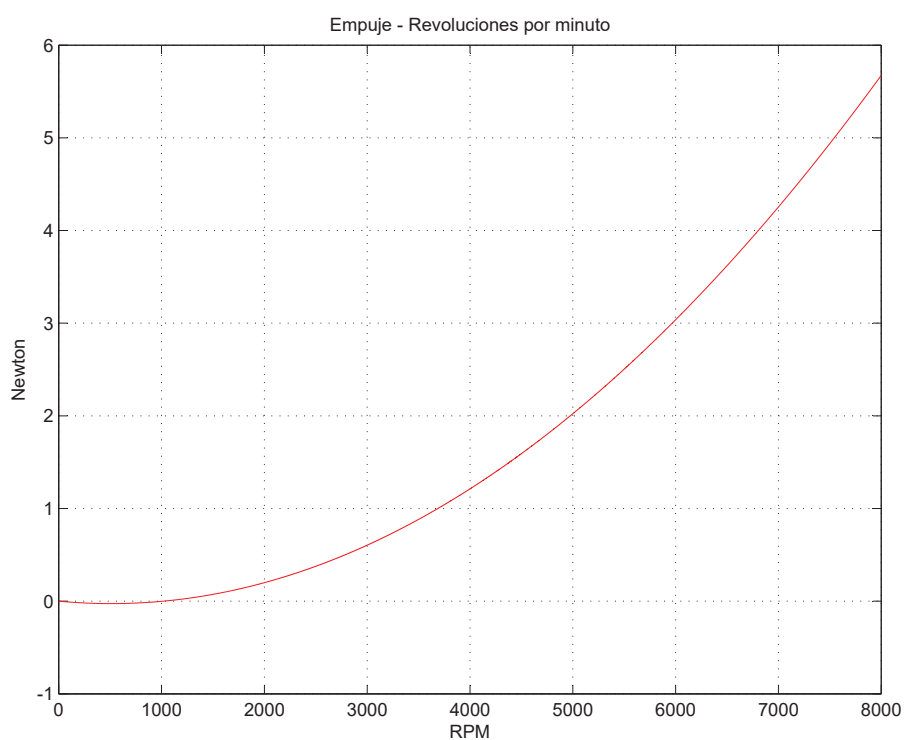


Figura 3.41: Relación entre el empuje del rotor 1 y las revoluciones por minuto del mismo.

A continuación, se evalúan las señales obtenidas en la caracterización del par. En la figura 3.42, puede apreciarse la cantidad de ruido que afecta a la medida de la celda, esto es debido a las vibraciones mecánicas provocadas por el propio rotor. Además, en la figura 3.43 se muestran las revoluciones por minuto correspondientes a los pares presentados en la figura 3.42.

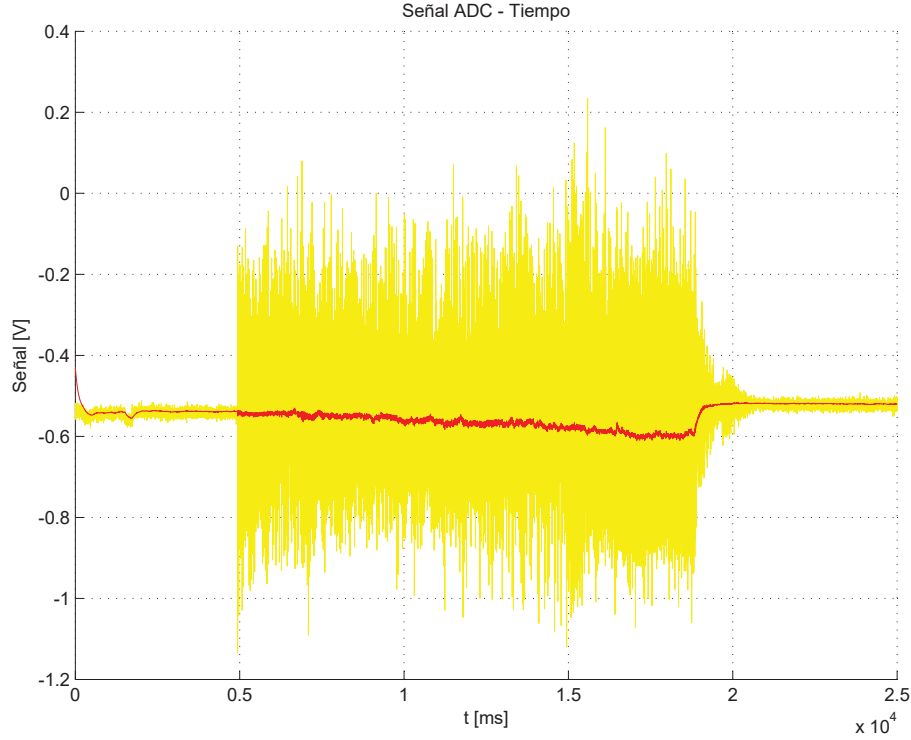


Figura 3.42: Relación entre el empuje del rotor 1 y las revoluciones por minuto del mismo.

Realizando, entre las figuras 3.43 y 3.42, una correspondencia de los datos útiles, se obtiene que el par del rotor varía en función de las revoluciones por minuto del mismo según la ecuación 3.23.

$$P = C_{P1}RPM^3 + C_{P2}RPM^2 + C_{P3}RPM \quad (3.23)$$

donde:

$$\begin{aligned} C_{P1} &= 1.0737 \times 10^{-14} \\ C_{P2} &= 7.4422 \times 10^{-11} \\ C_{P3} &= 2.5773 \times 10^{-8} \end{aligned} \quad (3.24)$$

La representación de esta última expresión puede observarse en la figura 3.44. Como puede apreciarse, el orden de magnitud obtenido difiere muchísimo del obtenido por el autor de la figura 3.6, por lo que, como ya auguraban las medidas, este tipo de celda de carga no es válido para caracterizar el par generado por el rotor.

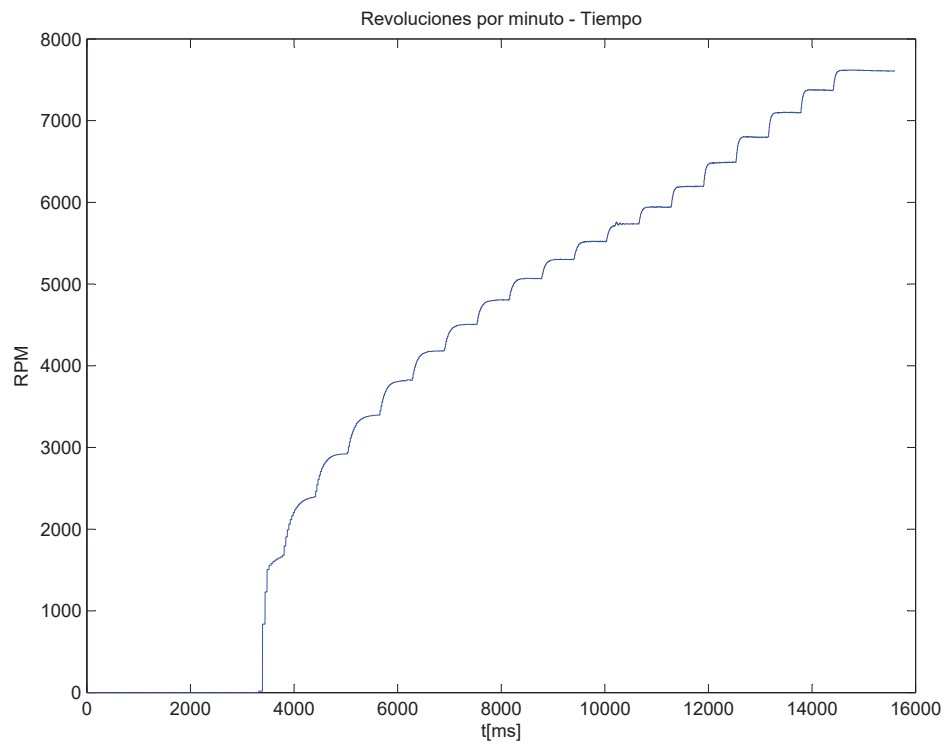


Figura 3.43: Revoluciones del rotor correspondientes a la figura 3.42

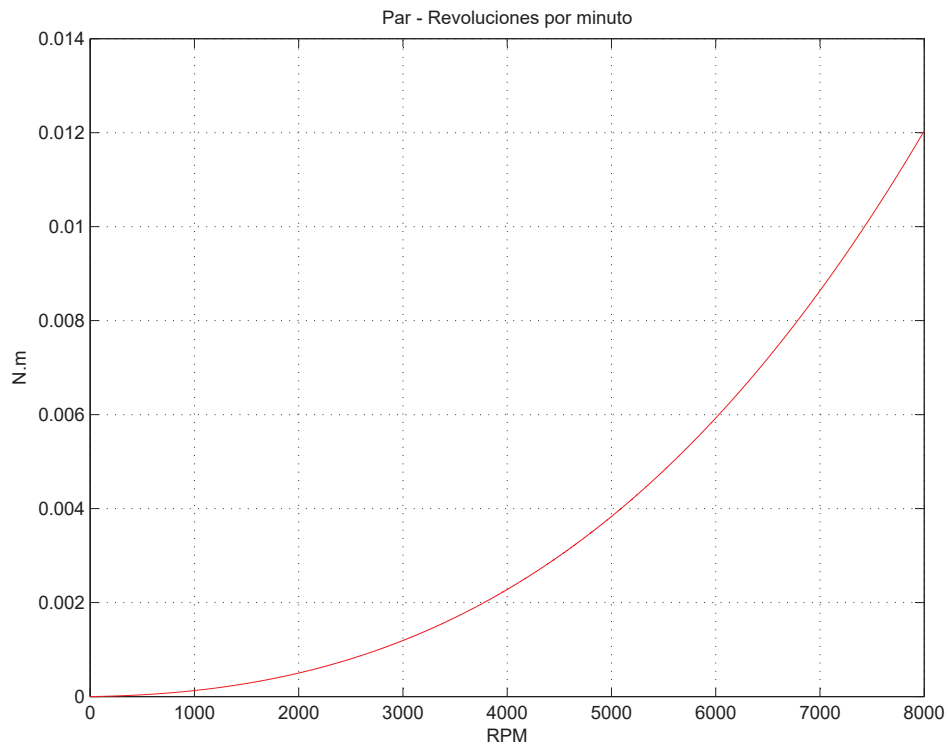


Figura 3.44: Par generado por el rotor 1, en función de sus revoluciones por minuto.

Esto se debe, en parte, a que el sensor empleado es una celda de carga que trabaja

a flexión y, por lo tanto, su estructura facilita las vibraciones mecánicas del conjunto. Si se usase una celda de carga a compresión como la empleada en [5] esto no sucedería. Por lo tanto, la relación entre el par generado y las revoluciones se obtendrá de la caracterización del autor en [5] y se empleará para todas las hélices. Dicha relación puede aproximarse según la ecuación 3.25.

$$P = K_P RPM^2 \quad (3.25)$$

donde:

$$K_P = 3.46 \times 10^{-8} \quad (3.26)$$

A la vista de estos resultados, en las demás hélices no se expondrá la caracterización del par, pues como ya se ha visto, carece de validez. Además, una vez expuesto el procedimiento empleado, éste se omitirá para los dos rotores restantes, por lo que en estos, solo se presentarán los resultados obtenidos.

Rotor 2

Posee un diámetro de 25.5 cm y está constituida de un material flexible (polímero). Al tener un diámetro mayor, y tal como expresa la ecuación 3.16, es de esperar que genere mayor empuje. La variación de los parámetros de interés para el modelado del actuador puede apreciarse en la figura 3.45.

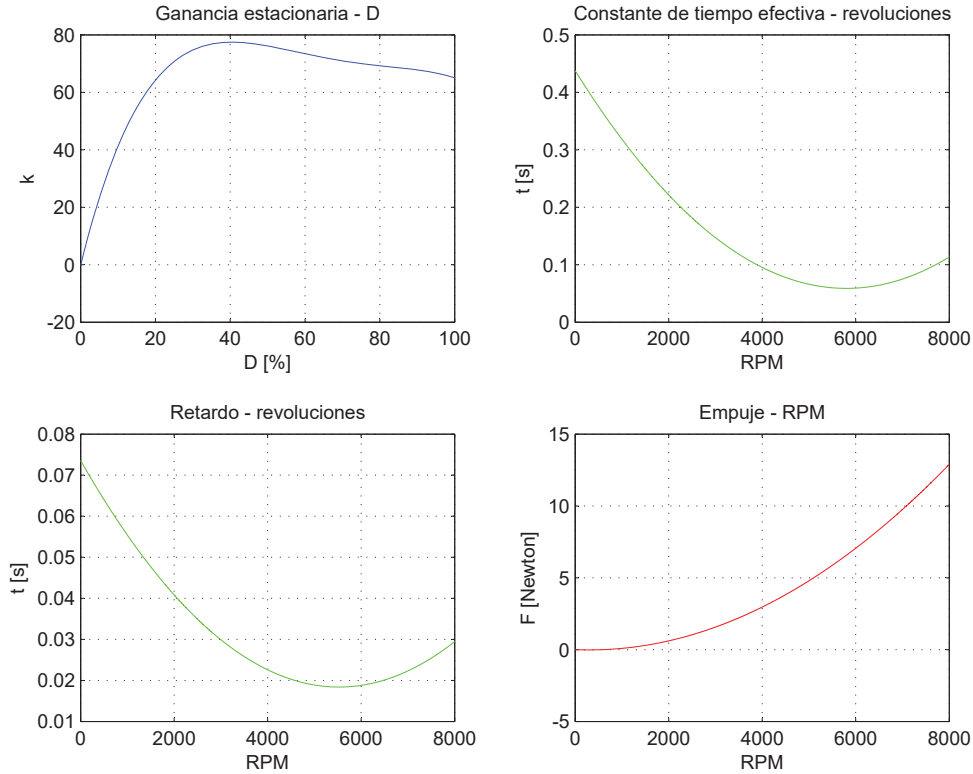


Figura 3.45: Ganancia estacionaria, constante de tiempo efectiva, constante de retardo efectiva y empuje que caracterizan al rotor 2.

Como puede verse en la figura 3.45, el empuje obtenido para este rotor es mayor que en el estudiado anteriormente, como era de esperar. Pero como consecuencia, el actuador tiene más inercia, es decir, es más lento. Esto nunca es deseable pues, la rapidez del actuador limita las prestaciones del sistema y complica el diseño del controlador.

A continuación, se muestran las ecuaciones que definen las gráficas de la figura 3.45.

$$K_{est} = C2_{K1}D^4 + C2_{K2}D^3 + C2_{K3}D^2 + C2_{K4} * D + C2_{K5} \quad (3.27)$$

donde:

$$\begin{aligned} C2_{K1} &= -4.412 \times 10^{-6} \\ C2_{K2} &= 0.0012 \\ C2_{K3} &= -0.1260 \\ C2_{K4} &= 5.2827 \\ C2_{K5} &= -0.2161 \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$t_{ef} = C2_{tef1}RPM^2 + C2_{tef2}RPM + C2_{tef3} \quad (3.29)$$

donde:

$$\begin{aligned} C2_{tef1} &= 1.1258 \times 10^{-8} \\ C2_{tef2} &= -1.3061 \times 10^{-4} \\ C2_{tef3} &= 0.4378 \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$t_r = C2_{r1}RPM^2 + C2_{r2}RPM + C2_{r3} \quad (3.31)$$

donde:

$$\begin{aligned} C2_{r1} &= 1.8067 \times 10^{-9} \\ C2_{r2} &= -1.9969 \times 10^{-5} \\ C2_{r3} &= 0.0736 \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$T = C2_{F1}RPM^2 + C2_{F2}RPM \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} C2_{F1} &= 2.1767 \times 10^{-7} \\ C2_{F2} &= -1.3032 \times 10^{-4} \end{aligned} \quad (3.34)$$

Rotor 3

Posee un diámetro de 25.4 cm y está fabricada en fibra de carbono, material rígido. Se debería apreciar que, al ser mucho menos flexible que las dos anteriores, el empuje que esta hélice puede ejercer debe superar al obtenido por ambas, pero, de igual modo, el consumo del rotor es mucho mayor, pues el par que este ejerce aumentará.

La calibración de este rotor está incompleta debido a que, en el momento de la calibración, no se disponía de una fuente de alimentación que pudiese proporcionar tal potencia (aun cuando se conectaron todas las disponibles en paralelo), ya que el rotor solicitaba en torno a 14 A con una tensión de alimentación de 11.7 V.

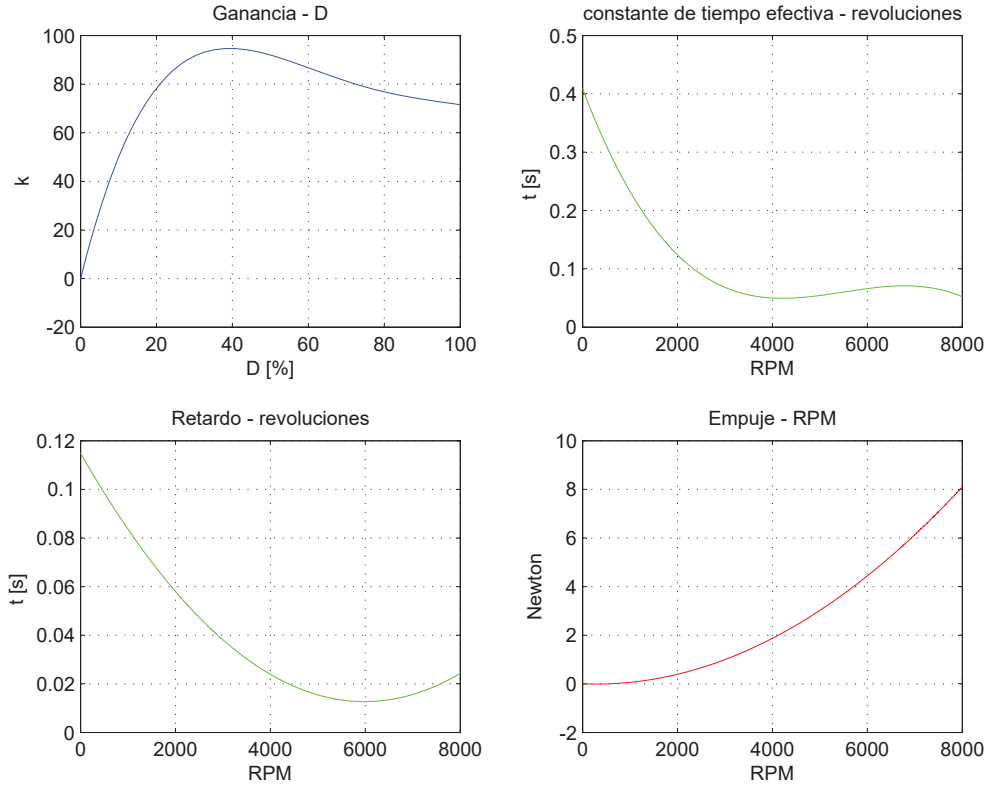


Figura 3.46: Ganancia estacionaria, constante de tiempo efectiva, constante de retardo efectiva y empuje que caracterizan al rotor 3.

En la figura 3.46, en la gráfica que relaciona empuje y revoluciones, puede verse como al no disponer de potencia suficiente para evaluar correctamente este rotor, no se alcanzó el empuje esperado. Por otro lado, sí puede apreciarse como este actuador sería más rápido que el rotor anterior, por lo que en principio, parece ser el más equilibrado de los evaluados.

A continuación, se muestran las relaciones gráficas en la figura anterior:

$$K_{est} = C3_{K1}D^4 + C3_{K2}D^3 + C3_{K3}D^2 + C3_{K4}D + C3_{K5} \quad (3.35)$$

donde:

$$\begin{aligned} C3_{K1} &= -4.0806 \times 10^{-6} \\ C3_{K2} &= 0.0013 \\ C3_{K3} &= -0.1432 \\ C3_{K4} &= 6.3127 \\ C3_{K5} &= -0.2794 \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$t_{ef} = C3_{tef1}RPM^3 + C3_{tef2}RPM^2 + C3_{tef3}RPM + C2_{tef4} \quad (3.37)$$

donde:

$$\begin{aligned}
 C3_{tef1} &= -2.5068 \times 10^{-12} \\
 C3_{tef2} &= 4.1360 \times 10^{-8} \\
 C3_{tef3} &= -2.1504 \times 10^{-4} \\
 C3_{tef4} &= 0.4089
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

$$t_r = C3_{r1}RPM^2 + C3_{r2}RPM + C3_{r3} \tag{3.39}$$

donde:

$$\begin{aligned}
 C3_{r1} &= 2.8539 \times 10^{-9} \\
 C3_{r2} &= -3.4161 \times 10^{-5} \\
 C3_{r3} &= 0.1149
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

$$T = C3_{F1}RPM^2 + C3_{F2}RPM \tag{3.41}$$

donde:

$$\begin{aligned}
 C3_{F1} &= 1.3592 \times 10^{-7} \\
 C3_{F2} &= -7.5430 \times 10^{-5}
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

Ya han sido presentados los tres posibles actuadores disponibles, en este punto, se debe decir cuál de ellos se empleará finalmente en el sistema real. El *rotor*₂ queda descartado, pues es el más lento de todos y, para una primera aproximación en el diseño de controladores para quadrotors, se intentará facilitar en la medida de lo posible el control del sistema.

Por otro lado, se ha comprobado en varias simulaciones que aunque el *rotor*₃ tenga una inercia más estable y un mayor empuje, sigue siendo más favorable emplear un rotor con menor inercia. Además, el consumo del *rotor*₃ es mucho mayor que el del *rotor*₁, por lo que, el *rotor*₃ también limitaría el tiempo de vuelo y, con ello el tiempo disponible para ajustar el controlador del sistema. Se selecciona, por tanto, el *rotor*₁.

3.4. Modelo matemático completo

Una vez caracterizado y elegido el tipo de rotor que se empleará en el sistema real, se está en disposición de presentar un modelo matemático completo y caracterizado para el quadrotor que se empleará en este trabajo. Sus ecuaciones se muestran a continuación:

$$\begin{aligned}
\frac{dp}{dt} &= \frac{1}{I_{xx}} ((T_2 - T_4)l - qr(I_{zz} - I_{yy})) \\
\frac{dq}{dt} &= \frac{1}{I_{yy}} ((-T_1 + T_3)l - pr(I_{xx} - I_{zz})) \\
\frac{dr}{dt} &= \frac{1}{I_{zz}} (-RPM_1^2 + RPM_2^2 - RPM_3^2 + RPM_4^2)Kp - qp(I_{yy} - I_{xx}) \\
\frac{d\phi}{dt} &= p \\
\frac{d\theta}{dt} &= q \\
\frac{d\psi}{dt} &= r \\
\frac{du}{dt} &= \frac{1}{m} ((\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \theta \sin \psi)T_b - K_{dx}u|u|) \\
\frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m} ((\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi)T_b - K_{dy}v|v|) \\
\frac{dw}{dt} &= \frac{1}{m} (\cos \phi \cos \theta T_b - K_{dz}w|w|) - g \\
\frac{dx}{dt} &= u \\
\frac{dy}{dt} &= v \\
\frac{dz}{dt} &= w
\end{aligned} \tag{3.43}$$

Como ya se ha mostrado anteriormente, la variación del empuje en función de las RPM del rotor viene dada por:

$$T_n = C_{F1}RPM_n^2 + C_{F2}RPM_n \tag{3.44}$$

Además, el empuje total generado por los rotores, el cual referido al sistema de ejes cuerpo solo tendrá componente en z, será la suma del generado por los 4 rotores:

$$T_b = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \tag{3.45}$$

Así mismo, como ya se indicó anteriormente, las revoluciones de cada uno de los rotores varían en función del ciclo de trabajo de la señal PWM que llega al ESC, según la siguiente función de transferencia variable en el tiempo:

$$G_{rotor_n}(s) = \frac{(RPM_n(s))}{D_n(s)} = \frac{K_{est}D_n}{\tau(RPM_n)s + 1} e^{-\tau d(RPM_n)s} \quad (3.46)$$

donde sus valores variables son descritas en las ecuaciones 3.18, 3.19 y 3.20.

En la tabla 3.4, se muestra el valor de las constantes que caracterizan el modelo matemático que se acaba de presentar.

Cuadro 3.4: Valores de los parámetros del modelo de quadrotor.

Símbolo	Descripción	Valor
K_{dx}	Coefficiente de resistencia aerodinámico en el plano perpendicular al eje X	0.01212 Kg/m
K_{dy}	Coefficiente de resistencia aerodinámico en el plano perpendicular al eje Y	0.01212 Kg/m
K_{dz}	Coefficiente de resistencia aerodinámico en el plano perpendicular al eje Z	0.0648 Kg/m
C_{F1}	Relación cuadrática RPM—Empuje	1.0155×10^{-7} N/RPM ²
C_{F2}	Ganancia RPM—Empuje	-1.0327×10^{-4} N/RPM
K_p	Relación cuadrática RPM—Par giroscópico	3.46×10^{-8} N · m/RPM ²
l	Longitud desde el centro del motor hasta el centro de gravedad del sistema	0.235 m
m	Masa del sistema	1.102 Kg
I_x	Momento de inercia eje x	0.0094 Kg · m ²
I_y	Momento de inercia eje y	0.01 Kg · m ²
I_z	Momento de inercia eje z	0.0187 Kg · m ²
g	Aceleración de la gravedad	9.81 m/s ²

Presentado el modelo matemático completo, se muestra ahora su construcción en Simulink, se irán presentado los bloques que se han desarrollado anteriormente. En primer lugar, se muestra en la figura 3.47 la estructura general del modelo, donde, como puede verse existen 3 bloques fundamentales:

- Motores.
- Torques.
- Fuerzas.

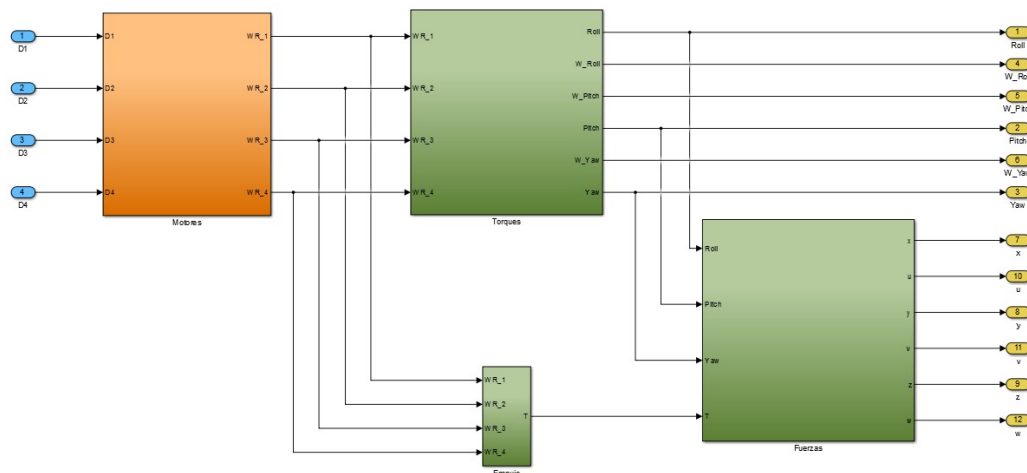


Figura 3.47: Bloque general del modelo del quadrotor.

Como puede apreciarse, el sistema tiene 4 entradas, señales de control de los rotores, y hasta 12 salidas. En nuestro primer objetivo, el hover, solo nos atañen 8 de estas salidas. Pero, en función de las variables que se deseen controlar, variaran las salidas de interés de este sistema.

Comenzando con el bloque de los rotores, figura 3.48, pueden apreciarse las limitaciones en la frecuencia máxima de la señal control de los ESC, mencionadas anteriormente. Además, se ha tenido en cuenta que no todos los rotores tendrán los mismos parámetros y que, además, esta disparidad se verá aumentada entre las hélices diseñadas para girar en sentidos opuestos.

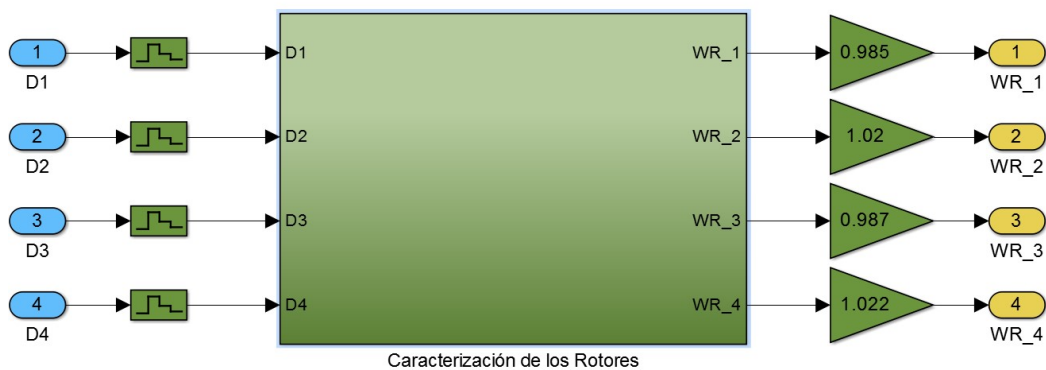


Figura 3.48: Bloque rotores del modelo del quadrotor.

Las entradas de este bloque son los ciclos de trabajo de las señales PWM y sus salidas las revoluciones por minuto de cada rotor. Si profundizamos en este bloque, podemos ver, en la figura 3.49, como se han tenido en cuenta las zonas muertas de los rotores. Dentro de cada bloque Rotor, se encuentra desarrollada la función de transferencia con parámetros variables en el tiempo, ecuación 3.46.

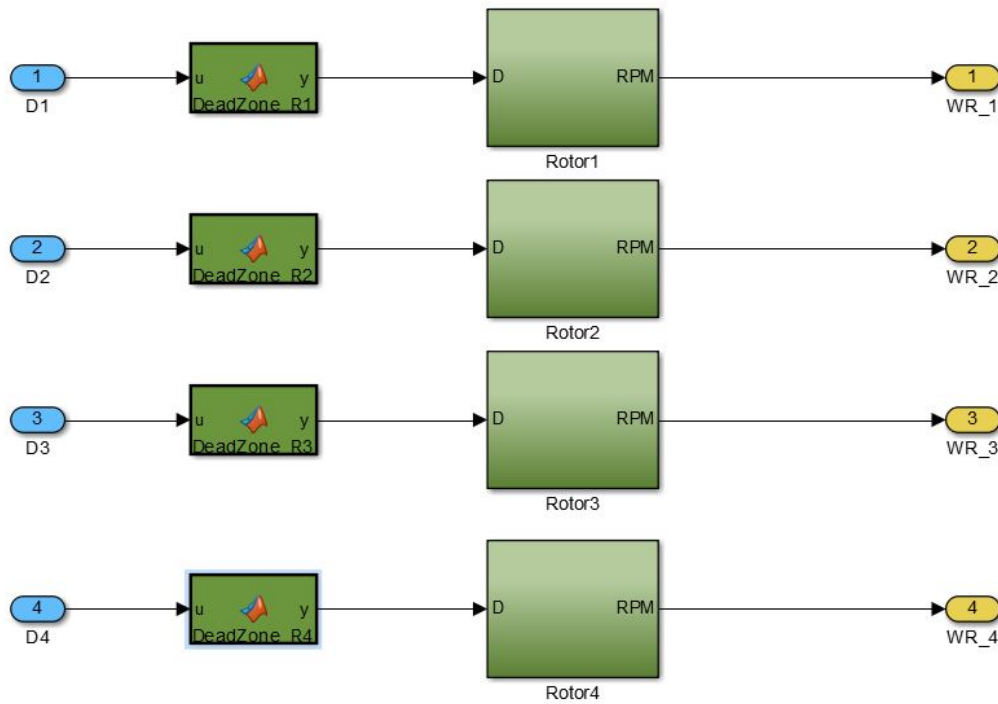


Figura 3.49: Bloque rotores, donde se contempla su dinámica y sus zonas muertas, del modelo del quadrotor.

Volviendo atrás, se desarrolla ahora el bloque de los torques, el cual, como ya se expuso, se ha proyectado sobre un sistema no inercial, ejes cuerpo. Este, puede apreciarse en la figura 3.50, en el interior de cada bloque *Par_eje_n* se han desarrollado las ecuaciones de la dinámica de las velocidades angulares y de las rotaciones presentadas anteriormente. Las entradas de este bloque son las *RPM* de cada rotor y, como salidas se obtienen las velocidades angulares y los ángulos referidos al sistema ejes cuerpo.

Se procede a desarrollar el bloque intermedio, figura 3.51, el cual generará una de las entradas del bloque de las fuerzas, en él se obtiene el empuje total generado por los 4 rotores. Ahora, atendiendo al bloque de fuerzas de la figura 3.52, en el interior de cada bloque *Fuerza_eje_n*, se han desarrollado las ecuaciones de la dinámica de las velocidades lineales y de las posiciones, presentadas anteriormente. Este bloque, tiene como entradas el empuje generado por los cuatro rotores y la actitud del sistema, y como salidas las velocidades lineales y las posiciones referidas al sistema de ejes tierra.

Una vez desarrollado al completo el modelo matemático del quadrotor Naza F450 se puede pasar al diseño de los controladores con los que se realizará la maniobra del hover.

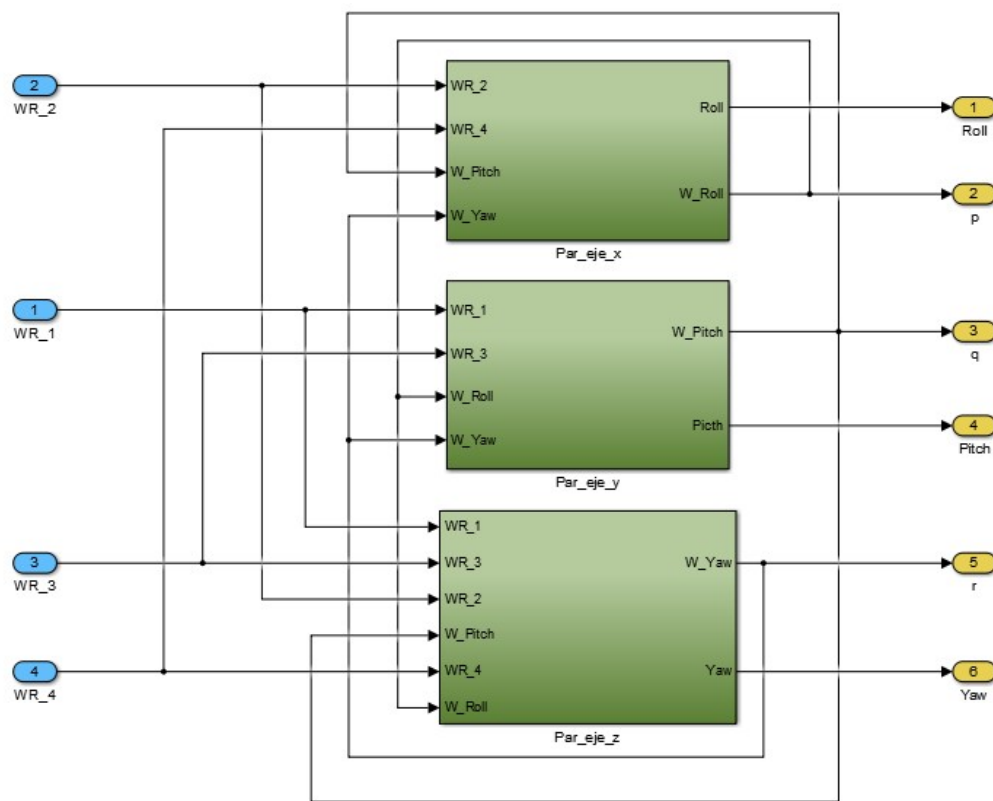


Figura 3.50: Bloque pares del modelo del quadrotor.

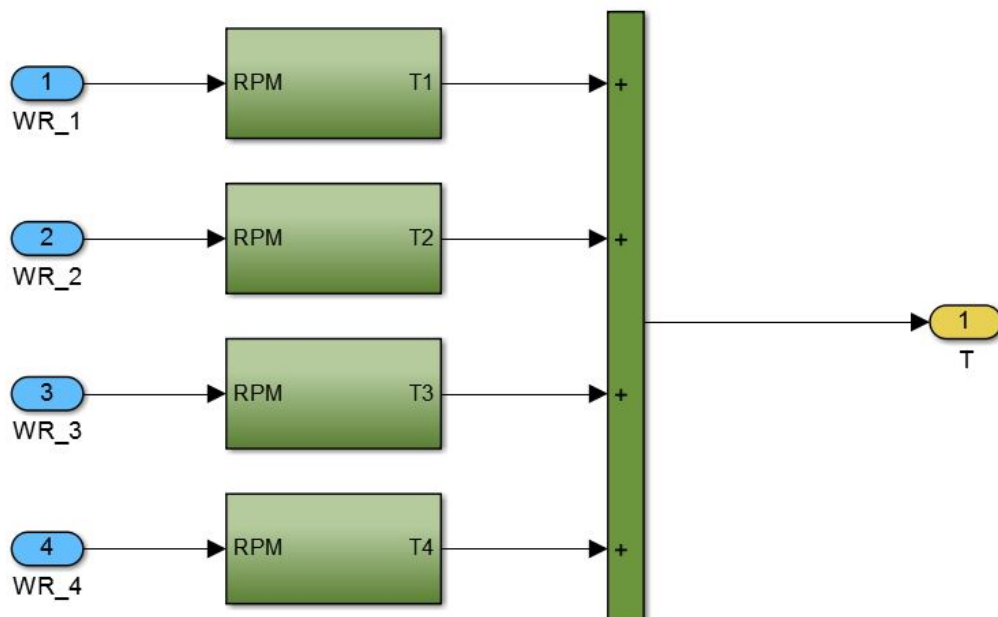


Figura 3.51: Bloque empuje, generado por los rotores, del modelo del quadrotor.

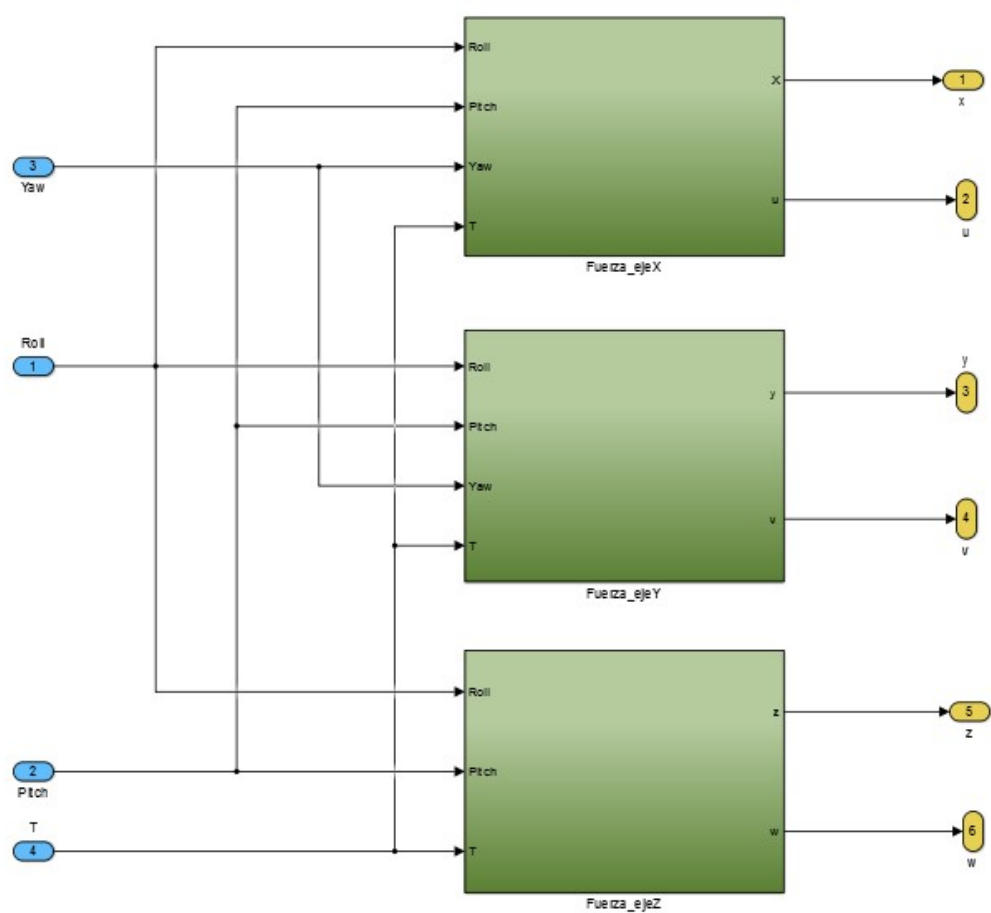


Figura 3.52: Bloque fuerzas del modelo del quadrotor.

Capítulo 4

Diseño de controladores

4.1. Introducción

En este capítulo se ha realizado el diseño de los posibles controladores para un sistema MIMO 4x6, un quadrotor, con ayuda de los software MatLab/Simulink. Como ya se mencionó, este es un sistema subcontrolado con 6 grados de libertad: X, Y, Z, Roll, Pitch y Yaw. Además, existe fuerte acoplo entre las entradas y salidas, es decir, un cambio en la señal de control de uno de los rotores provocará, al menos, un cambio en dos de los ángulos del sistema y además afectará a la posición del mismo.

Por ello, para conseguir estabilizar el sistema en su posición de equilibrio, denominada hover, se han utilizados técnicas de control modernas de control basadas en el espacio de estado, [10] y [11].

Dicho esto, el desarrollo de este capítulo es el siguiente:

- Obtención del modelo matemático no lineal del sistema simplificado, para posteriormente linealizarlo en sus puntos de equilibrio y con dicho modelo lineal diseñar el controlador.
- Fundamentos de las técnicas basadas en el espacio de estados, en concreto los controladores LQR con acción integral.
- Validación de los controladores en tiempo continuo, los cuales se validan en el siguiente orden: modelo linealizado y modelo no lineal de diseño.
- Elección de una frecuencia de muestreo, se discutirán dos estrategias fundamentales y sus resultados, para posteriormente discretización del controlador.
- Una vez que el controlador discreto estabilice al sistema de diseño y sea robusto ante perturbaciones, se probarán los controladores diseñados en el modelo no lineal completo, reajustando éstos si fuese necesario.



Figura 4.1: Sistema a controlar, quadrotor DJI F450.

4.2. Modelo matemático para el diseño

En este punto, se obtendrá un modelo matemático de menor complejidad que el que se ha presentado anteriormente, de esta forma se simplifica la tarea del diseño del controlador. Las incongruencias entre este modelo y el modelo completo provocarán que los controladores diseñados no estabilicen al sistema de inmediato, pero con un buen ajuste fino de los mismos se solucionará este problema. Para obtener este modelo de diseño se volvió a realizar una búsqueda de modelos propuestos en artículos de investigación, como en [13] y [19]. Al igual que en el caso anterior, de éstos solo se tendrán en cuenta los fenómenos más importantes y caracterizables.

El modelo de diseño es también un modelo mixto, las ecuaciones referidas a las fuerzas están planteadas en un sistema que se considera inercial (ejes tierra) y las ecuaciones referidas a los momentos están planteadas en un sistema no inercial (ejes cuerpo). Tal y como puede apreciarse en la figura 2.5.

Cuadro 4.1: Valores de los parámetros del modelo de diseño.

Símbolo	Descripción	Valor
K_{dx}	Coefficiente de resistencia aerodinámico en el plano perpendicular al eje X	0.01212 Kg/m
K_{dy}	Coefficiente de resistencia aerodinámico en el plano perpendicular al eje Y	0.01212 Kg/m
K_{dz}	Coefficiente de resistencia aerodinámico en el plano perpendicular al eje Z	0.0648 Kg/m
K_f	Ganancia Empuje—Ciclo de trabajo	0.0667 N/ %
K_p	Ganancia Par—Ciclo de trabajo	0.0346 N · m/ %
l	Longitud desde el centro del motor hasta el centro de gravedad del sistema	0.235 m
m	Masa del sistema	1.102 Kg
I_x	Momento de inercia eje x	0.0094 Kg · m ²
I_y	Momento de inercia eje y	0.01 Kg · m ²
I_z	Momento de inercia eje z	0.0187 Kg · m ²
g	Aceleración de la gravedad	9.81 m/s ²

A continuación, se presenta el modelo matemático empleado para el diseño. No se entrará en la explicación física de cada una de las ecuaciones, puesto que ya se ha desarrollado anteriormente, solo se identificarán las variables que intervienen en él.

$$\begin{aligned}
\frac{dp}{dt} &= \frac{1}{I_{xx}} (U_2 - qr(I_{zz} - I_{yy})) \\
\frac{dq}{dt} &= \frac{1}{I_{yy}} (U_1 - pr(I_{xx} - I_{zz})) \\
\frac{dr}{dt} &= \frac{1}{I_{zz}} (U_3 - qp(I_{yy} - I_{xx})) \\
\frac{d\phi}{dt} &= p \\
\frac{d\theta}{dt} &= q \\
\frac{d\psi}{dt} &= r \\
\frac{du}{dt} &= \frac{1}{m} ((\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \theta \sin \psi)U_4 - K_{dx}u|u|) \\
\frac{dv}{dt} &= \frac{1}{m} ((\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi)U_4 - K_{dy}v|v|) \\
\frac{dw}{dt} &= \frac{1}{m} (\cos \phi \cos \theta U_4 - K_{dz}w|w|) - g \\
\frac{dx}{dt} &= u \\
\frac{dy}{dt} &= v \\
\frac{dz}{dt} &= w \\
U_1 &= K_f l (-D_1 + D_3) \\
U_2 &= K_f l (D_2 - D_4) \\
U_3 &= K_P (-D_1 + D_2 - D_3 + D_4) \\
U_4 &= K_f (D_1 + D_2 + D_3 + D_4)
\end{aligned} \tag{4.1}$$

En la tabla 4.1 se muestra el valor de las constantes de las ecuaciones diferenciales anteriores.

Las principales diferencias entre el modelo a controlar y el modelo de diseño son:

- En el modelo de diseño no se ha tenido en cuenta la dinámica de los rotores, justificando para el diseño que la dinámica del sistema será bastante más lenta

que la inercia de los rotores. Suponiendo así, sus tiempos de establecimiento despreciables.

- Además, se han establecido relaciones lineales entre empuje y par, generados por los rotores, con el ciclo de trabajo de la señal PWM que controla la velocidad de los mismos.
- Por último, se ha realizado un desacoplo entre las señales de control empleadas para estabilizar los cuatro grados de libertad necesarios para realizar la maniobra del hover, la actitud del sistema y su altura.

Por lo tanto, el controlador diseñado generará las cuatro señales de control siguientes:

- U_1 : Señal de control del ángulo de cabeceo, Pitch.
- U_2 : Señal de control del ángulo de alabeo, Roll.
- U_3 : Señal de control del ángulo de guiñada, Yaw.
- U_4 : Señal de control de la altura del sistema, referida al sistema ejes tierra.

Estas cuatro señales de control, como se aprecia en las ecuaciones 4.1, pueden relacionarse linealmente con los ciclos de trabajo de los cuatro rotores, mediante la siguiente expresión matricial:

$$U = M_{acoplo}D \quad (4.2)$$

donde:

$$U = \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

$$M_{acoplo} = \begin{pmatrix} -K_f l & 0 & K_f l & 0 \\ 0 & K_f l & 0 & -K_f l \\ -K_P & K_P & -K_P & K_P \\ K_f & K_f & K_f & K_f \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

$$D = \begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \\ D_4 \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

El vector D representa los cuatro ciclos de trabajo de las señales PWM que controlan los rotores.

El controlador generará la matriz U , la cual deberá multiplicar por la inversa de la matriz M_{acoplo} para obtener finalmente la matriz D . Las componentes de esta última matriz serán limitadas entre $[0, 100]$, los posibles valores que podría tener

el ciclo de trabajo. Además, posteriormente, se realizará una compensación de las zonas muertas de los rotores.

Aprovechando la anterior presentación del modelo de diseño, se hace un inciso en el que se define un vector de estado al que se hará referencia posteriormente, el cual se muestra a continuación:

- $X_1 = \phi$, Ángulo de alabeo (*Roll*), sistema ejes cuerpo.
- $X_2 = \theta$, Ángulo de cabeceo (*Pitch*), sistema ejes cuerpo.
- $X_3 = \psi$, Ángulo de guiñada (*Yaw*), sistema ejes cuerpo.
- $X_4 = p$, Velocidad angular sobre el eje x , sistema ejes cuerpo.
- $X_5 = q$, Velocidad angular sobre el eje y , sistema ejes cuerpo.
- $X_6 = r$, Velocidad angular sobre el eje z , sistema ejes cuerpo.
- $X_7 = u$, Velocidad lineal eje x , sistema ejes tierra.
- $X_8 = v$, Velocidad lineal eje y , sistema ejes tierra.
- $X_9 = w$, Velocidad lineal eje z , sistema ejes tierra.
- $X_{10} = x$, Posición en x , sistema ejes tierra.
- $X_{11} = y$, Posición en y , sistema ejes tierra.
- $X_{12} = z$, Posición en z , sistema ejes tierra.

Como ya se ha mencionado, las entradas del sistema, y por lo tanto las salidas finales del controlador, serán:

- D_1 : Señal de control del rotor 1.
- D_2 : Señal de control del rotor 2.
- D_3 : Señal de control del rotor 3.
- D_4 : Señal de control del rotor 4.

Y por último, las salidas del sistema, necesarias para realizar la maniobra de hover, son la actitud del sistema y su altura.

- $Y_1 = \phi$.
- $Y_2 = \theta$.
- $Y_3 = \psi$.
- $Y_4 = z$.

En la figura 4.2 puede apreciarse la construcción en Simulink de este modelo de diseño.

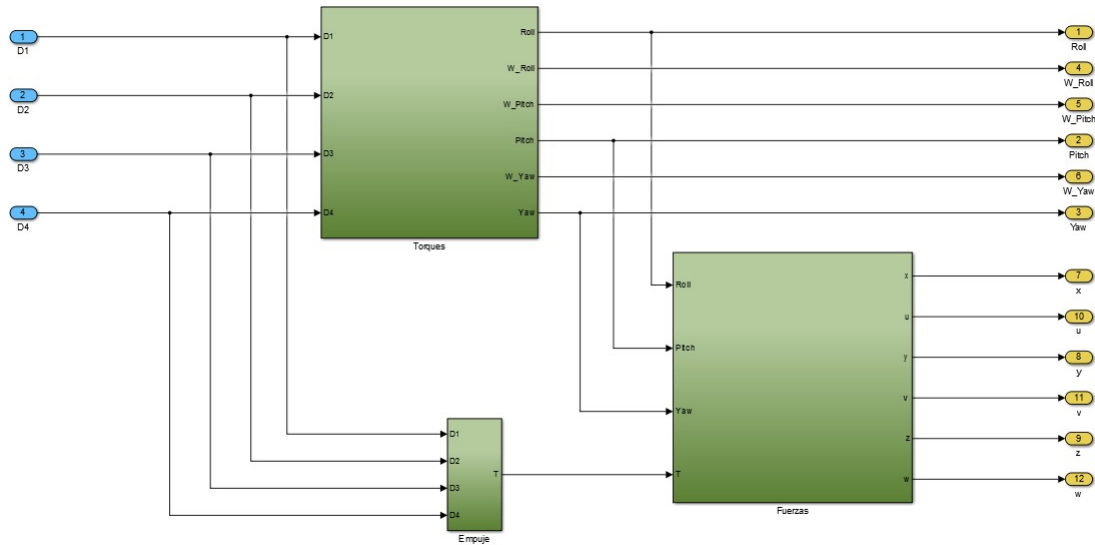


Figura 4.2: Construcción en Simulink del modelo matemático empleado para diseñar el controlador del sistema.

4.2.1. Linealización

Debido al elevado grado de conocimiento que se ha obtenido a lo largo del tiempo en el diseño de controladores para sistemas lineales, y a la experiencia propia, se ha decidido linealizar el sistema en los puntos de operación de interés (puntos de equilibrio), para así realizar el diseño de los controladores a partir de métodos lineales. Los puntos de equilibrio del sistema vienen dados en función del ángulo de guiñada, ya que los ángulos de Roll y de Pitch deben ser nulos si deseamos encontrarnos en un punto de equilibrio del mismo. Además, el punto de equilibrio calculado será válido para cualquier valor x , y y z al que posteriormente se desee llevar el sistema. Un sistema linealizado, representado en el espacio, posee la estructura mostrada en la figura 4.3.

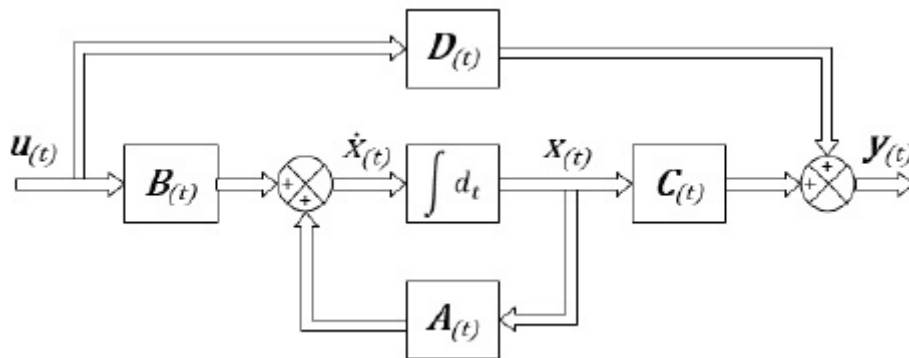


Figura 4.3: Diagrama de bloques de un sistema lineal e invariante en el tiempo representado en el espacio de estados.

Del diagrama de bloques de la figura 4.3 puede apreciarse que la dinámica de un sistema lineal e invariante en el tiempo, representado en el espacio de estados, viene dada según las ecuaciones 4.6.

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{4.6}$$

donde:

- x : Vector de estado.
- y : Vector de salida, $j \times 1$.
- u : Vector de entrada, $m \times 1$.
- A : Matriz de coeficientes constantes, $n \times n$.
- B : Matriz de coeficientes constantes, $n \times m$.
- C : Matriz de coeficientes constantes, $j \times n$.
- D : Matriz de coeficientes constantes, $j \times m$.

Cabe recordar que nos encontramos ante un sistema MIMO 4×6 y que el objetivo es realizar la maniobra del hover. Por lo tanto, el controlador debe controlar las cuatro salidas presentadas anteriormente, empleando para ello las cuatro señales de control de los rotores, por lo que las matrices u e y serán matrices 4×1 .

Para proceder a la linealización del sistema, primero, es necesario obtener los puntos de equilibrio de la planta, para posteriormente realizar un estudio de los mismo, empleando el método indirecto y si fuese necesario el método directo de Liapunov. Una vez que se han obtenido los puntos de equilibrio, para unas condiciones nominales de operación de actitud y altura, se procede a la linealización del sistema en dichos puntos de equilibrio, o condiciones nominales de operación. Para ello, se usará la función Jacobina, y tras esta, se sustituirán en las matrices simbólicas (de MatLab) los valores nominales, obteniendo así las matrices del sistema lineal representado en espacio de estados A , B , C y D .



Figura 4.4: Quadrotor efectuando un hover, punto de equilibrio del sistema.

Tomando como referencia la figura 4.4, se muestran, a continuación, las matrices obtenidas tras linealizar el modelo matemático en un punto de equilibrio donde el valor del ángulo de guiñada es de 0 rad.

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 9.81 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -9.81 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 106.383 & 0 & 0 \\ 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 53.4759 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9643 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$D = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Además, en la matriz 4.11 se muestran los autovalores, o polos, del sistema:

$$\text{Autovalores} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Como puede apreciarse, el sistema tiene todos sus polos en el origen, por lo que si quisiéramos hacer un análisis de su estabilidad en lazo abierto deberíamos hacerlo a través el método directo de Liapunov. Puesto que se tiene el sistema modelado en Simulink, podemos comprobar su estabilidad de forma empírica, dando los valores nominales a las señales de control. Con esto, se comprueba que el modelo no lineal de diseño solo es estable si los 4 rotores están generando el mismo empuje y no se le aplica ninguna perturbación externa. Si en esta condición se le aplica una perturbación al sistema, este se hace inestable, al igual que para cualquier otra combinación de sus entradas. Esto demuestra lo evidente, es obligatorio el uso de un controlador para estabilizar el sistema.

Con el objetivo de comprobar si el modelo linealizado para dichas condiciones nominales de operación es aceptable para diseñar los controladores, se realizó una comparativa entre la respuesta del sistema no lineal y la respuesta del sistema linealizado. En esta comparación, se aprecia como el modelo lineal en el punto de equilibrio es inestable. Aunque sería preferible obtener una verificación cuantitativa de que el modelo linealizado, en la vecindad de los puntos de equilibrio, se asemeja lo suficiente al modelo no lineal, la naturaleza del mismo hace que esto no sea posible. Dicho esto, se dará por bueno el modelo lineal, ya que el método empleado para linealizar el sistema ya se ha utilizado en otros sistemas MIMO y los resultados obtenidos fueron aceptables.

4.3. Métodos de control en el espacio de estados

En este apartado se analizará, muy brevemente, el método de diseño en el espacio de estados basado en el regulador óptimo cuadrático. Para comprender bien el funcionamiento del regular óptimo cuadrático es necesario introducir previamente el control modal o por asignación de polos.

4.3.1. Control modal

En el método de asignación de polos, se colocan todos los polos del sistema en lazo cerrado en la posición deseada esto se explica detalladamente en [10]. Ya que

se puede demostrar que si el sistema es totalmente controlable, los polos de este en lazo cerrado se pueden colocar en cualquier posición deseada, aplicando para ello una realimentación del vector de estado, afectando a este por la matriz de ganancias adecuada. Quedando así la realimentación del vector de estado a través de dicha matriz tal y como se muestra en la figura 4.5 como puede apreciarse en esta la ley de control viene dada por:

$$u = -Kx \quad (4.12)$$

donde K es una matriz de m filas, las cuales representa el número de entradas del sistema, y n columnas, donde n es el número de variables de estado del sistema.

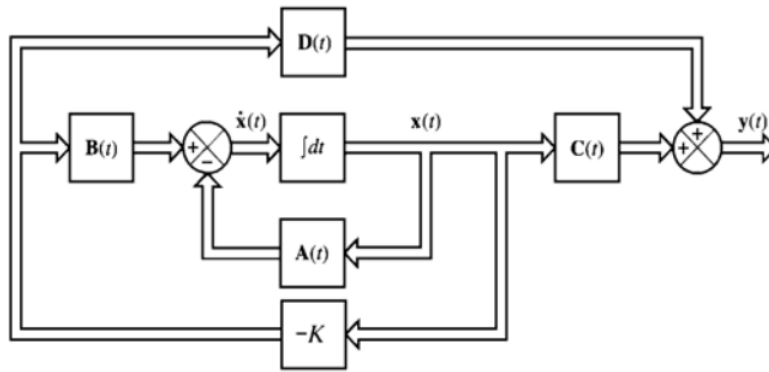


Figura 4.5: Estructura de control mediante la realimentación del vector de estado, equivalente a un regulador PD.

El sistema en lazo cerrado de la figura 4.5 es un regulador, cuyo objetivo es mantener a cero el vector de salida.

Para comprender el fundamento teórico de este método, conviene comenzar sustituyendo en la ecuación 4.6 la ley de control 4.12, con esto se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + B(-Kx) \\ \frac{dx}{dt} &= (A - BK)x \end{aligned} \quad (4.13)$$

Al resolver la ecuación diferencial anterior se obtiene:

$$x(t) = e^{(A-BK)t}x(0) \quad (4.14)$$

donde $x(0)$ se corresponde con el estado inicial del sistema, el cual, puede verse afectado de perturbaciones externas.

Como puede apreciarse en la ecuación 4.14, la estabilidad y las características de la respuesta transitoria del sistema dependerán de los valores característicos de la matriz $(A - BK)$. Si estos valores son los adecuados, la matriz $(A - BK)$ se convierte

en una matriz asintóticamente estable por lo que $x(t)$ tiende a cero cuando t tiende a infinito. Esto, se consigue fijando los valores propios de la matriz $(A - BK)$ en el semiplano izquierdo, en función de la posición de estos autovalores (polos del sistema) la respuesta transitoria del sistema en lazo cerrado tendrá una forma y unos tiempos de establecimiento determinados.

Como ya se ha comentado, para poder colocar estos valores característicos de la matriz $(A - BK)$ en cualquier posición deseada es necesario que el sistema sea completamente controlable. Existen varios métodos para la colocación de los polos del sistema en lazo cerrado en los lugares deseados, como por ejemplo la fórmula de Ackermann, pero al no ser este el objetivo de este trabajo se omitirá su explicación.

Como puede apreciarse en la figura 4.5, y teniendo en cuenta que el vector de estado contiene las variables de salida a controlar y sus derivadas, el regulador que se muestra es un PD. En ocasiones, si la planta no posee por si misma acción integral, conviene insertar esta en el camino directo entre el comparador de error y la planta. Además, recordemos que el diseño se está realizando a partir de un modelo linealizado del modelo no lineal simplificado. Puesto que, los polos del sistema en lazo cerrado se colocan para el modelo lineal, y este no será igual que el modelo no lineal o el sistema real, si el sistema posee no linealidades bruscas es posible que el sistema en lazo cerrado se haga inestable. Al añadir la acción integral, y ajustando esta de forma adecuada, se consigue un controlador más robusto, pues este amortiguará las no linealidades bruscas y demás incongruencias entre el sistema real y el modelo linealizado.

A continuación, se repiten las ecuaciones 4.6, y se realiza una ampliación al vector de estado x_i , donde las derivadas de estas nuevas variables de estado representan el error entre las salidas del sistema y los setpoints fijados:

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ \frac{dx_i}{dt} &= r - y \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{4.15}$$

donde r es el vector que contiene a los setpoints.

Ahora la ley control vendrá dada por:

$$u = -K_c u + K_i e\tag{4.16}$$

donde e es la salida del integrador de la figura 4.6.

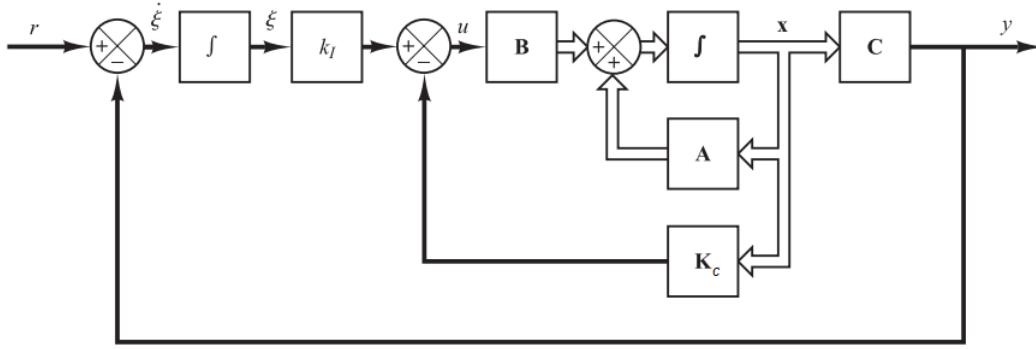


Figura 4.6: Estructura de control mediante la realimentación del vector de estado con acción integral, regulador I-PD.

Por lo tanto, si se considera que la entrada no tiene una relación directa con la salida, como ocurre en la mayoría de los sistemas, la tercera ecuación de 4.15 queda:

$$y = Cx \quad (4.17)$$

Y sustituyendo 4.17 en 4.15:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ \frac{dx_i}{dt} &= r - Cx \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (4.18)$$

Si reagrupamos matrices, la dinámica del sistema ampliado queda definida por:

$$\frac{dx_a}{dt} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} r \quad (4.19)$$

$$y = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

donde I es la matriz unidad.

Se definen ahora las siguientes matrices ampliadas:

$$A_a = \begin{pmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

$$B_a = \begin{pmatrix} B \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

$$C_a = \begin{pmatrix} C & 0 \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

$$B_r = \begin{pmatrix} 0 \\ I \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

Sustituyendo en 4.19 la ley de control, ecuación 4.16, se obtiene:

$$\frac{dx_a}{dt} = A_a x_a + B_a (-K_c x + K_i e) + B_r r \quad (4.25)$$

Reagrupando matrices:

$$\frac{dx_a}{dt} = A_a \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} + B_a \begin{bmatrix} -K_c & K_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} + B_r r$$

La matriz del controlador se define como:

$$K = \begin{pmatrix} K_c & K_i \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

Sustituyendo la matriz K en la ecuación 4.3.1:

$$\begin{aligned} \frac{dx_a}{dt} &= [A_a - B_a K] x_a + B_r r \\ y &= C_a x_a \end{aligned} \quad (4.27)$$

Teniendo en cuenta que r se considera una entrada escalón dada en $t = 0$, r será constante en el tiempo. Por lo tanto, de la solución de esta ecuación diferencial se observa que si los autovalores de la matriz $[A_a - B_a K]$ poseen valores adecuados, la matriz $[A_a - B_a K]$ se convierte en una matriz asintóticamente estable, por lo que $y(t)$ tiende a r cuando t tiende a infinito. Añadir que la asignación de polos deseados para el sistema en lazo cerrado se realiza igual que en el caso anterior.

4.3.2. Control LQR

Una vez presentado el método de control basado en la asignación de polos, y las estructuras de control más utilizadas para este método, se expone a continuación una forma óptima de asignar los polos del sistema en lazo cerrado. Para ello, se considera el problema del regulador óptimo para un sistema representado en el espacio de estados (ecuaciones 4.6). Para el cual se debe determinar la matriz K , de la ley de control 4.12, con el objetivo de minimizar la siguiente función de coste:

$$J = \int (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (4.28)$$

donde Q y R son matrices hermiticas definidas positivas.

La matriz R considera el coste de energía empleada por las señales de control y la matriz Q representa la importancia, o peso, de las variables de estado del sistema. De manera somera, se añadirá que para obtener la matriz K que sitúa los polos del sistema en lazo cerrado de manera óptima, según los pesos de las matrices Q y R , se debe resolver la ecuación de Riccati. Esto no se desarrollará en este apartado ya que no es uno de los objetivos de este trabajo.

Se destacará, como la principal ventaja de este método sobre el control mediante asignación de polos, que en el control óptimo cuadrático es posible asignarle peso a las variables de estado y las señales de control, dándole unos valores relativos a una matriz Q para el vector de estado y a una matriz R para la señal de control. Si el diseñador tiene un buen conocimiento del sistema a controlar esto tiene gran potencial. Tras meses de trabajo, se ha obtenido un profundo conocimiento del significado físico de las variables de estado del sistema y del comportamiento del mismo. Gracias a esto, es posible decidir las relaciones entre los pesos asignados a las variables de estado con un razonamiento lógico y fiable. Además de las ventajas y desventajas de castigar en mayor o menor medida las señales de control. Por último, se debe remarcar que el control LQR diseñado constará de acción integral, por las ventajas ya comentadas, por lo que a grandes rasgos tendrá la estructura de un I-PD, donde sus acciones proporcionales, derivativas e integrales serán las matrices óptimas que minimizan la función de coste 4.28.

4.4. Desarrollo y validación del controlador

En este apartado, se desarrollará la metodología de diseño de controladores seguida hasta, finalmente, elegir el controlador que se considera más robusto para probar en el sistema real. Como ya se mencionó anteriormente, se supone que se dispone de todas las variables de estado para la realimentación, de esta forma se abarca, en primer lugar, el problema de control del sistema, para posteriormente afrontar la medida, o estimación, de dichas variables de estado, parte compleja de este trabajo que se tratará en otro capítulo.

En la validación del controlador se han tenido en cuenta las limitaciones físicas de las señales de control, las cuales son señales PWM de 400Hz. Como ya se ha mencionado, en estas señales un ciclo de trabajo de 1 ms equivale a que el rotor no gire y con un ciclo de trabajo de 2 ms el rotor gira a máxima velocidad. Al tratarse de un ciclo de trabajo la posición de reposo será el 0% y la posición de máxima velocidad será el 100%.

En primer lugar, se comprueba la observabilidad y la controlabilidad del modelo de diseño no lineal, y este resulta no ser completamente controlable ni completamente observable, por lo que se deduce que para el control del hover existen ecuaciones que son combinaciones lineales de otras, es decir, ecuaciones innecesarias. Por lo tanto, se reduce el sistema a su orden mínimo, efectuando cancelaciones de ceros y polos. Hay que añadir que la observabilidad no nos interesa en este punto del diseño,

pero en apartados posteriores será necesario conocer si el sistema es completamente observable, así que no queda de más plantearlo en este apartado, pues es el problema dual a la controlabilidad.

Las matrices obtenidas, del sistema de orden mínimo, son:

$$A_r = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

$$B_r = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 106.383 & 0 & 0 \\ 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 53.4759 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9643 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

$$C_r = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.31)$$

$$D_r = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

Se comprueba que se obtienen los mismos resultados si se prescinde de 4 de las 12 ecuaciones diferenciales del modelo no lineal empleado para el diseño y se linealizan las 8 restantes en el punto de equilibrio ya comentado.

Esto es bastante lógico, pues si solo queremos controlar la actitud del sistema y su altura, carece de sentido que el controlador tenga en cuenta las velocidades lineales y las posiciones en los ejes x e y del sistema ejes tierra.

Las variables de estado que han sido eliminadas para realizar el control del hover son:

- u , Velocidad lineal eje x , sistema ejes tierra.
- v , Velocidad lineal eje y , sistema ejes tierra.
- x , Posición en x , sistema ejes tierra.
- y , Posición en y , sistema ejes tierra.

Y las variables necesarias para realizar el control, reordenadas, son:

- $X_1 = \phi$, Ángulo de alabeo (*Roll*), sistema ejes cuerpo.
- $X_2 = \theta$, Ángulo de cabeceo (*Pitch*), sistema ejes cuerpo.
- $X_3 = \psi$, Ángulo de guiñada (*Yaw*), sistema ejes cuerpo.
- $X_4 = p$, Velocidad angular sobre el eje x , sistema ejes cuerpo.
- $X_5 = q$, Velocidad angular sobre el eje y , sistema ejes cuerpo.
- $X_6 = r$, Velocidad angular sobre el eje z , sistema ejes cuerpo.
- $X_7 = w$, Velocidad lineal eje z , sistema ejes tierra.
- $X_8 = z$, Posición en z , sistema ejes tierra.

4.4.1. Control LQR con acción integral

Para realizar este diseño, primero, fue necesario ampliar el vector de estado, al cual se añadieron cuatro nuevas variables de estados, las cuales, representan la integral del error de cada una de las salidas del sistema con respecto a los setpoints solicitados.

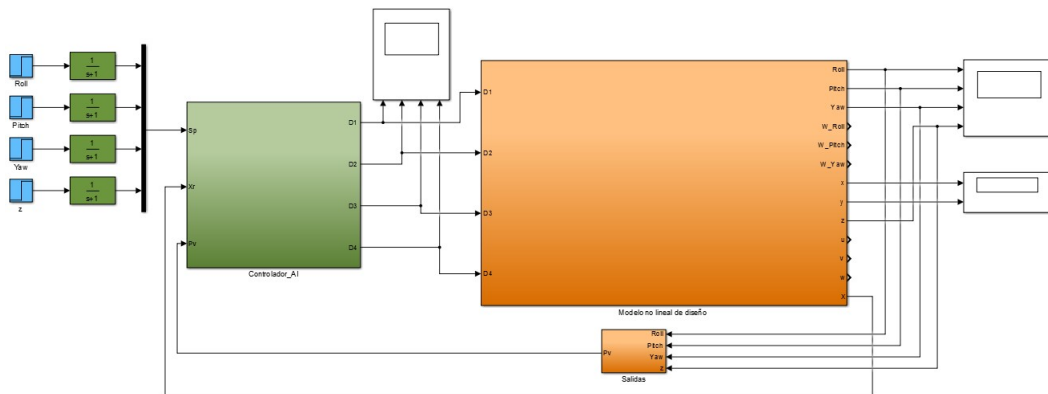


Figura 4.7: Sistema lazo cerrado, controlador acción integral.

Destacar que todos los controladores diseñados que se probaron en el modelo lineal dieron excelentes resultados, la complejidad llegaba al llevar estos controladores

al sistema no lineal de diseño. Por lo que los resultados obtenidos en el control del sistema linealizado se omitirán y, de aquí en adelante, solo se mostrarán las complicaciones afrontadas para controlar el modelo no lineal.

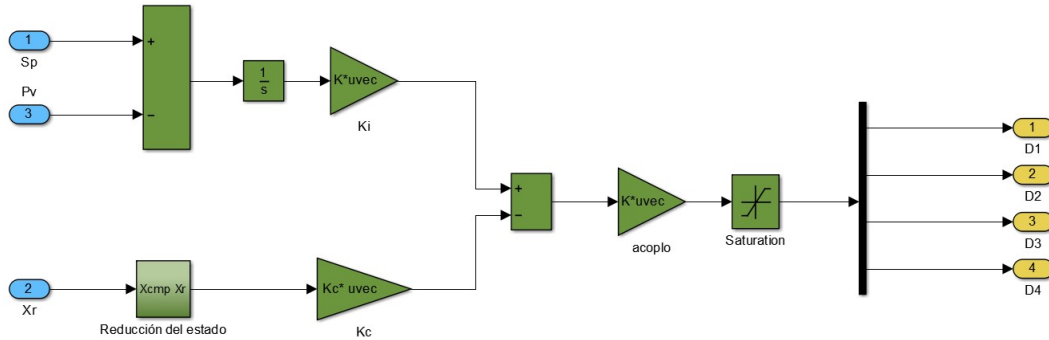


Figura 4.8: Controlador realimentación del vector de estado con acción integral.

En primer lugar, se comenzó realizando el diseño de un controlador modal, en el que los polos escogidos para el sistema en lazo cerrado fueron:

$$P_d = \begin{pmatrix} -3 & -3.3 & -3.6 & -3.9 & -2.7 & -2.4 & -2.1 & -1.8 & -1.5 & -4.2 & -1.8 & -4.5 \end{pmatrix} \quad (4.33)$$

Al probar el controlador en el modelo no lineal de diseño este estabilizaba al sistema, pero el resultado no era bueno pues se observaban desplazamientos en x e y , inaceptables. Se intentó remediar esto haciendo al sistema en lazo cerrado mucho más rápido, para ello los polos escogidos fueron:

$$P_d = \begin{pmatrix} -100 & -101 & -102 & -103 & -99 & -98 & -97 & -96 & -95 & -104 & -93 & -93 \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

Pero el resultado seguía sin ser aceptable, por lo tanto se decidió emplear un control que permitiese fijar prioridades entre las distintas variables de estado presentadas anteriormente, el control óptimo cuadrático. Tras una primera aproximación, las matrices Q y R empleadas para obtener la matriz de control óptima (K), fueron:

$$Q = \begin{pmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 100 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.35)$$

$$R = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.36)$$

Como puede apreciarse, en la matriz Q se da un peso muy superior a los ángulos de Roll, Pitch y a la integral de sus errores. Esto es así, pues se necesita que se estabilicen rápidamente para evitar que el sistema se desplace en los ejes x e y (sistema de ejes tierra). Aunque, como se comentará en capítulos posteriores, este no es el camino más eficiente. Por otro lado, en la matriz R , el peso dado a las señales de control es bastante pobre, así que no se restringe mucho la señal de control. Como consecuencia, los actuadores del sistema (rotores) consumirán más energía, por lo que quedaría pendiente, en un futuro, si se consigue estabilizar el sistema real con este controlador, intentar mejorar el consumo.

En la figura 4.9 se muestra la posición del sistema en ejes tierra, y como puede observarse en z el controlador sigue satisfactoriamente al setpoint, además el desplazamiento experimentado en x e y es despreciable, entorno a picómetros en 150 segundos de simulación.

Este resultado, se debe a que el controlador estabiliza rápidamente la actitud del sistema, como puede apreciarse en la figura 4.10. En concreto, los ángulos Pitch y Roll, responsables del desplazamiento en x e y , respectivamente.

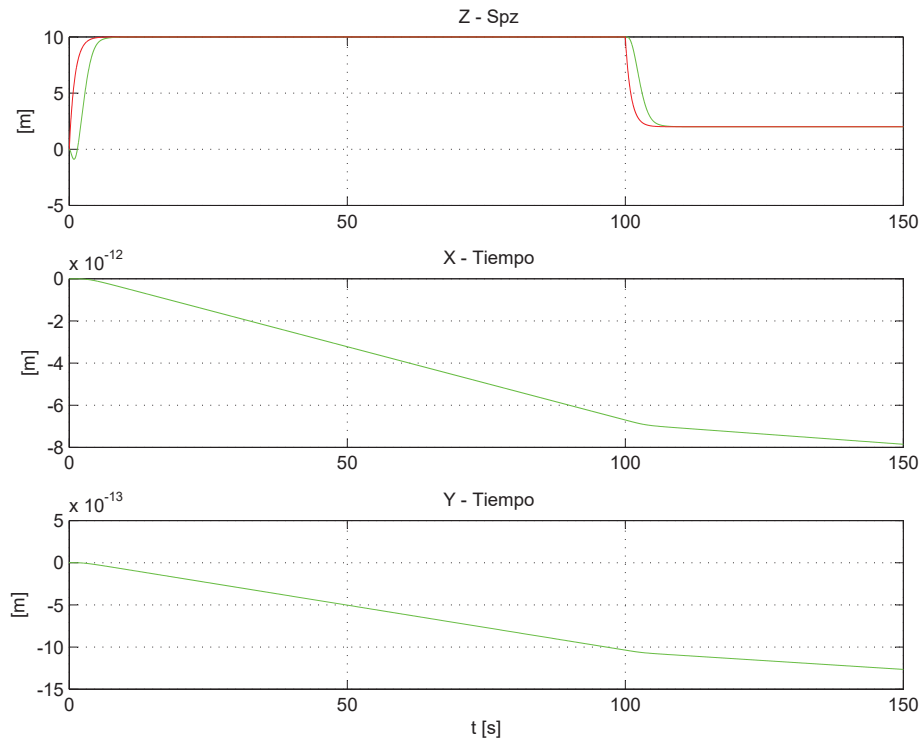


Figura 4.9: Posición del sistema (—), proyectada en ejes tierra, y el setpoint de la altura (—).

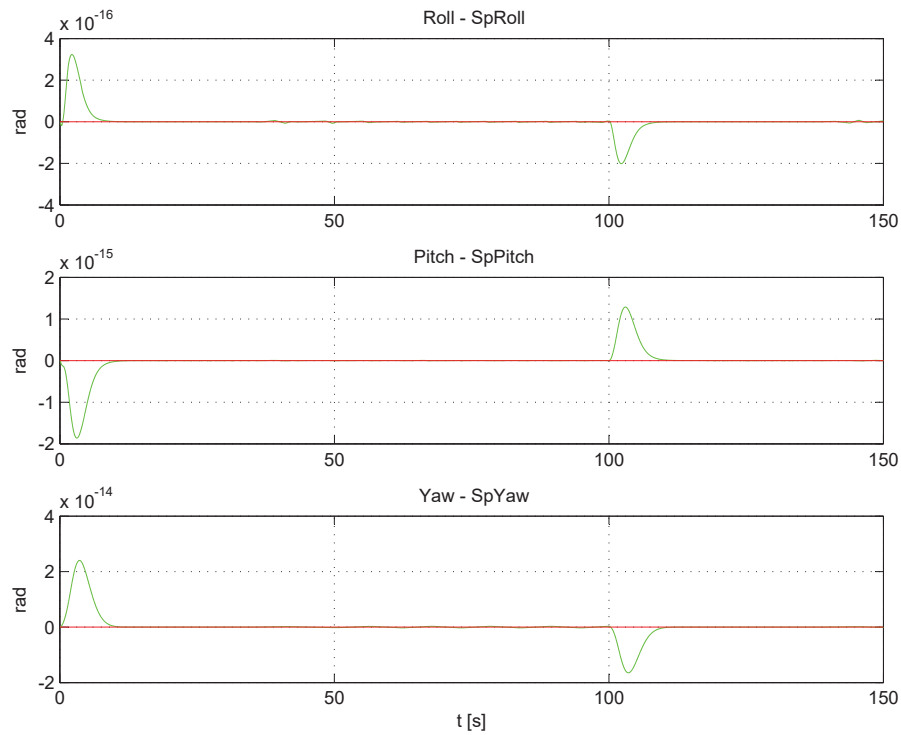


Figura 4.10: Salidas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw, ante un cambio en el setpoint (—) en la altura.

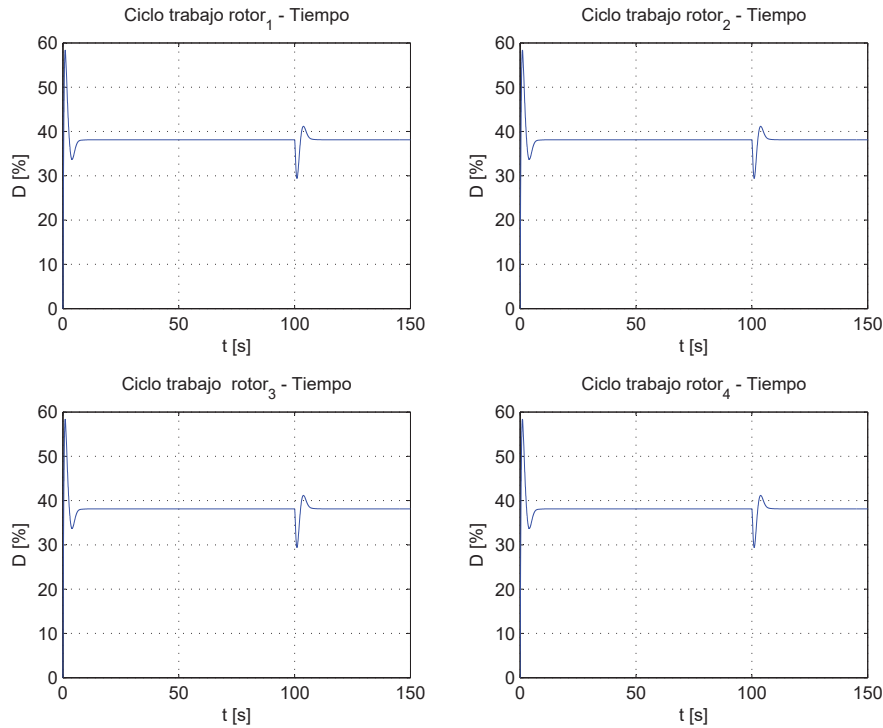


Figura 4.11: Señales de control del sistema.

En este punto, se puede decir que la estabilización que consigue el controlador para el modelo no lineal de diseño es aceptable, por lo tanto, se pasa a discretizar el controlador escogiendo un periodo de muestreo (T_m) adecuado. Hay que destacar que no se obtiene un consumo excesivo de las señales de control como se esperaba, véase figura 4.11.

4.4.2. Discretización

Como ya se ha mostrado, el sistema a controlar posee todos sus polos en el origen (matriz 4.11), por lo que no es posible obtener una constante de tiempo efectiva para fijar el periodo de muestreo (T_m), así que puede tomarse como periodo de muestreo válido el paso de integración empleado para las simulaciones en tiempo continuo, dicho paso de integración es de 10 ms. Además, cabe añadir que para la discretización de los filtros de los setpoints se ha empleado la transformada bilineal, con el periodo de muestreo correspondiente.

Se debe destacar que, en todas las simulaciones en tiempo discreto se ha fijado un paso de integración al menos 10 veces menor que el periodo de muestreo, con esto, se pretende simular el “tiempo continuo” en el modelo y el tiempo discreto en el controlador.

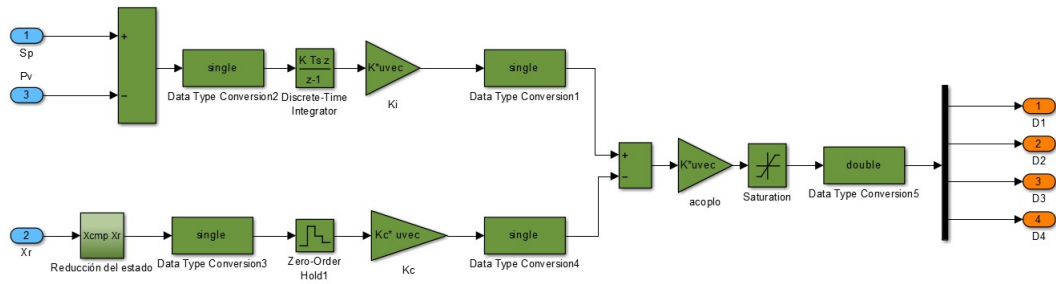


Figura 4.12: Controlador discretizado, realimentación del vector de estado con acción integral.

Como puede apreciarse, en la figura 4.12 se transforman los datos de tipo double (flotantes de 64 *bits*), con los que suele trabajar MatLab, a tipo single (flotante de 32 *bits*). Esto se hace porque el microcontrolador que se tiene pensado emplear, el cual se presentará más adelante, posee una unidad de punto flotante de precisión simple, por lo que si se quiere trabajar en double se requiere mucho más tiempo de cómputo. Con esto, se comprobará en las simulaciones con el controlador discretizado si una falta de resolución lleva al sistema a la inestabilidad.

Los resultados para $T_m = 0.01$ s son los siguientes:

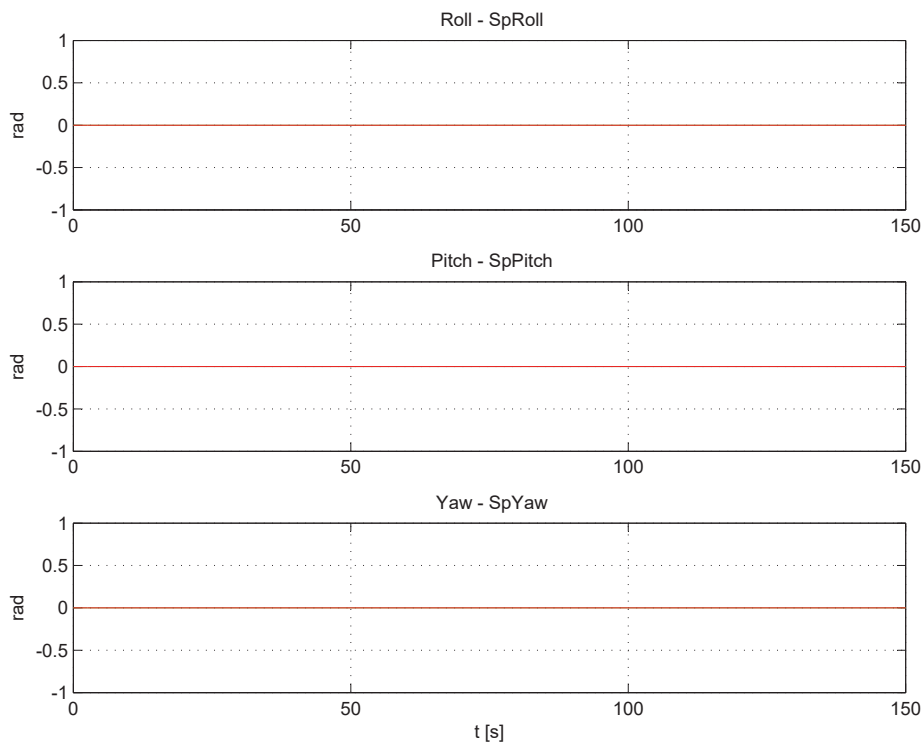


Figura 4.13: Salidas del sistema (—) Roll, Pitch, Yaw y Z, ante distintos cambios en el setpoint (—) de la altura, realizando la maniobra de hover, para $T_m = 0.01$ s.

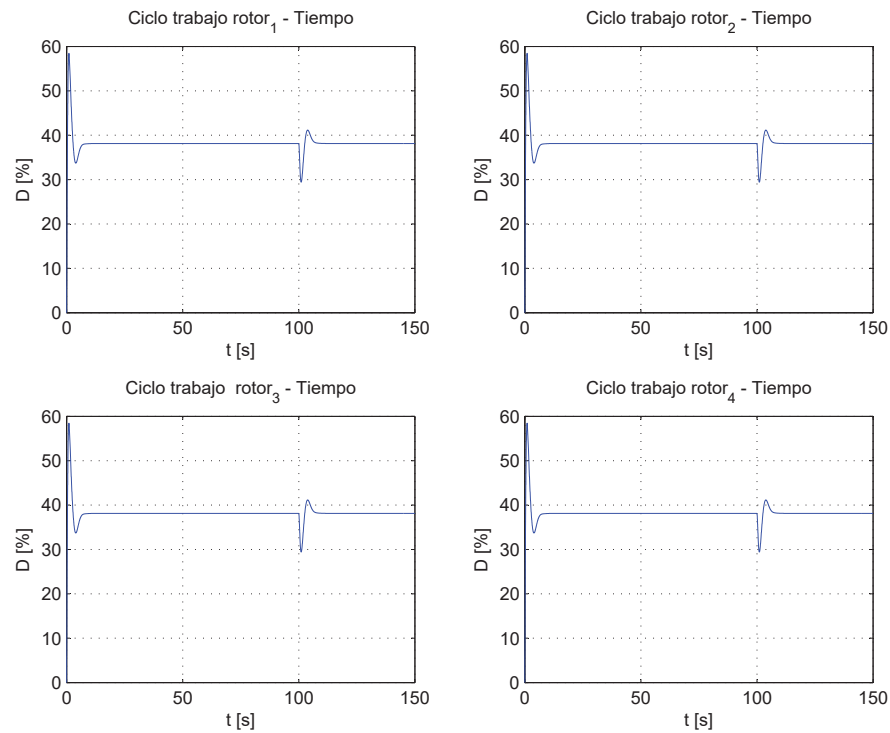


Figura 4.14: Señales de control del sistema, $T_m = 0.01$ s.

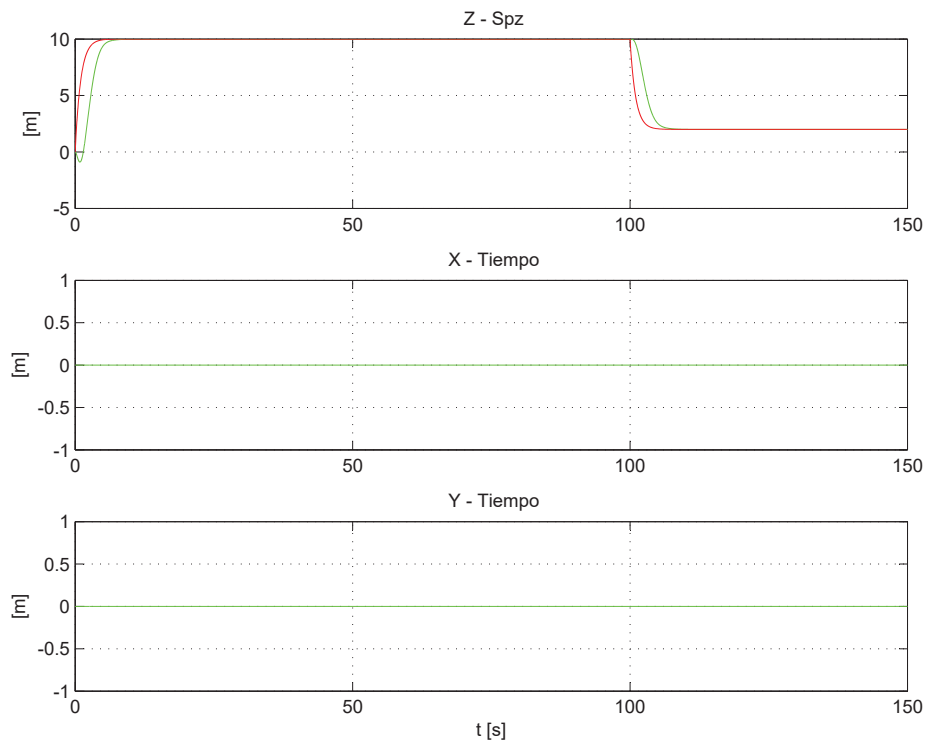


Figura 4.15: Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, al efectuar la maniobra hover, $T_m = 0.01$ s.

En la figura 4.13, puede apreciarse cómo un periodo de muestreo $T_m = 0.01$ s es, en principio, válido para que el sistema realice con éxito el hover, además, en la figura 4.15 se comprueba que no hay desplazamiento en x e y . Pero, si se somete al sistema a una pequeña perturbación en el cabeceo, figura 4.16, puede apreciarse cómo el controlador no consigue estabilizar al sistema, dándose una situación de oscilaciones mantenidas en dos de los ángulos que definen la actitud del sistema, Roll y Pitch.

Además, el control realizado no es, ni mucho menos, óptimo ya que al consumo de los actuadores se dispara, desperdiciando gran cantidad de energía en un punto de equilibrio del sistema que, idealmente, es estable, figura 4.17.

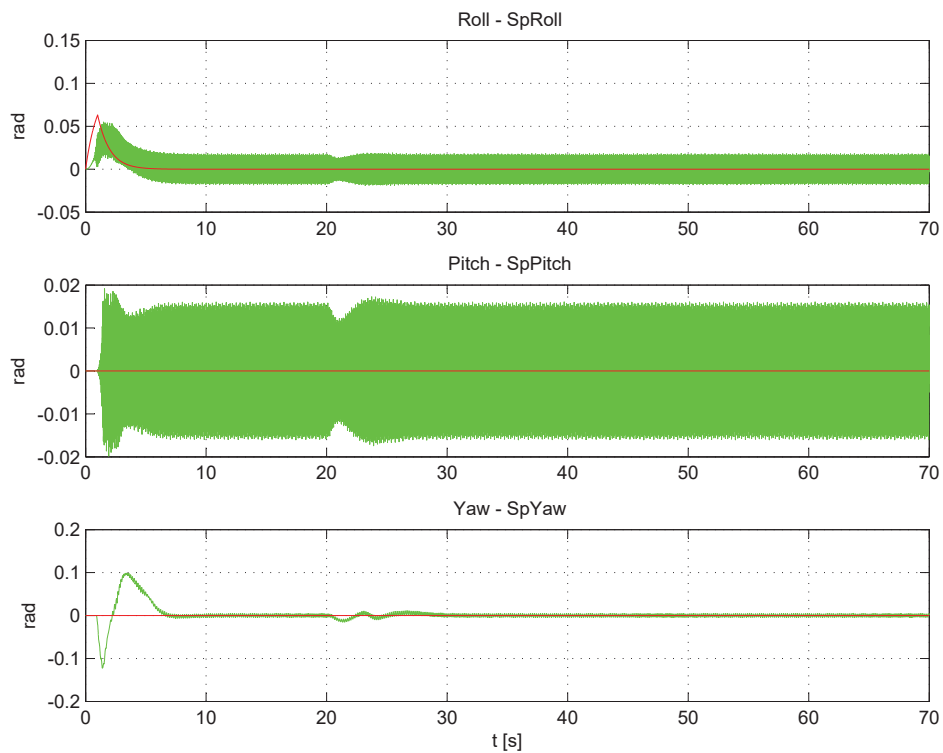


Figura 4.16: Respuestas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw al someter al sistema a una pequeña perturbación en Roll, $T_m = 0.01$ s.

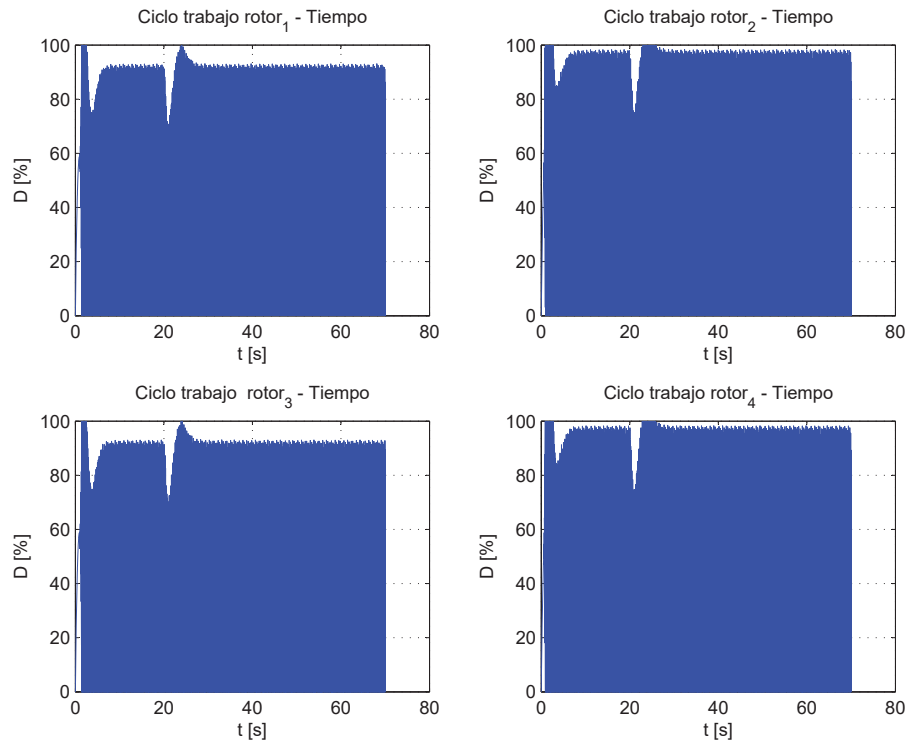


Figura 4.17: Señales de control del sistema, ante un breve cambio en el SetPoint del Roll, $T_m = 0.01$ s.

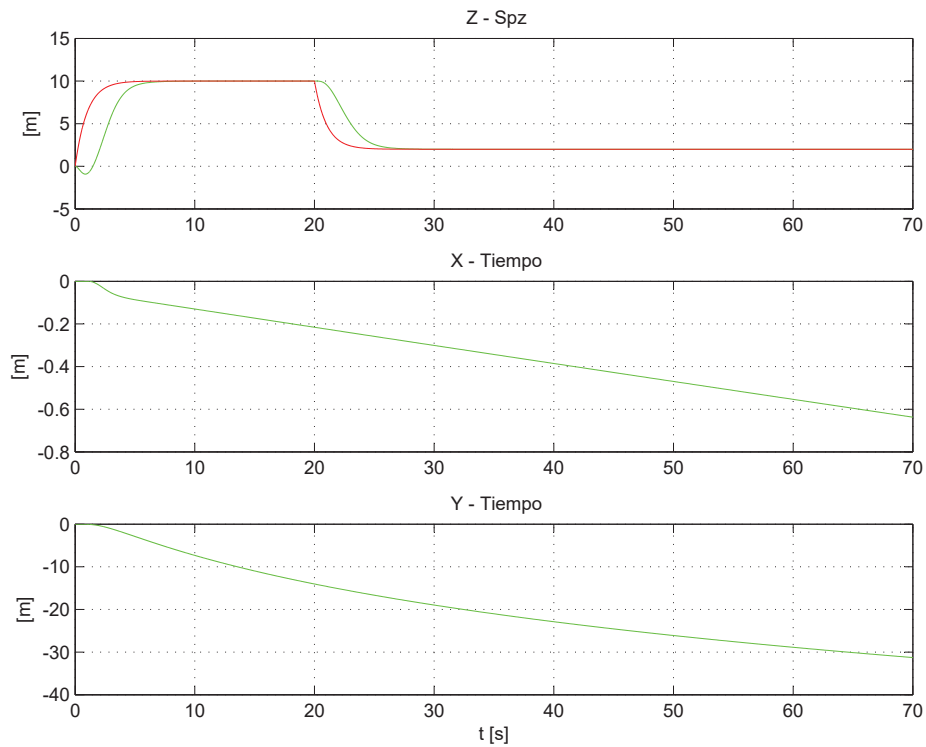


Figura 4.18: Posición del sistema (—), proyectada en el sistema de ejes tierra, al aplicarle una perturbación mientras este realiza la maniobra hover, $T_m = 0.01$ s.

Como consecuencia de las oscilaciones en los ángulos Roll y Pitch (figura 4.16), el sistema comienza a desplazarse en el eje x , véase figura 4.18. También, se da un desplazamiento negativo en el eje y , pero este es de esperar, pues se ha sometido al sistema a una perturbación en el Roll (aumento positivo).

En un principio, se pensó que sería necesario reducir el periodo de muestreo, pues, aunque las oscilaciones están en torno a ± 0.02 rad, apenas un 1 grado, provocan:

- Desplazamiento del sistema, no admisible a largo plazo.
- Consumo excesivo e innecesario de los rotores, figura 4.17.

Por ello, se redujo el periodo de muestreo hasta 0.001 s, para el cual se obtenían resultados aceptables en la actitud del sistema, al someter a este a un seguimiento más estricto, mostrado en las figuras 4.19. No se ha perdido de vista que el objetivo del controlador es realizar una maniobra de hover, pero las simulaciones demuestran que para que el controlador sea robusto a las perturbaciones externas este debe conseguir estabilizar al sistema en la vecindad del punto de equilibrio, no solo en este. Por ello, se ha realizado la siguiente prueba de seguimiento.

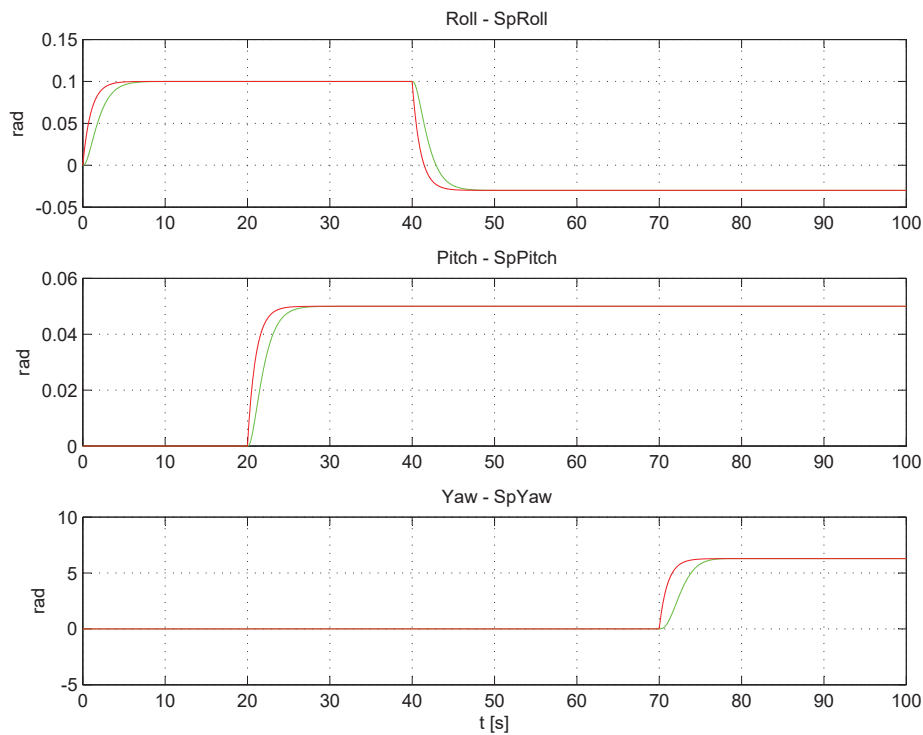


Figura 4.19: Respuestas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw ante varios cambios de setpoints (—), $T_m = 0.001$ s.

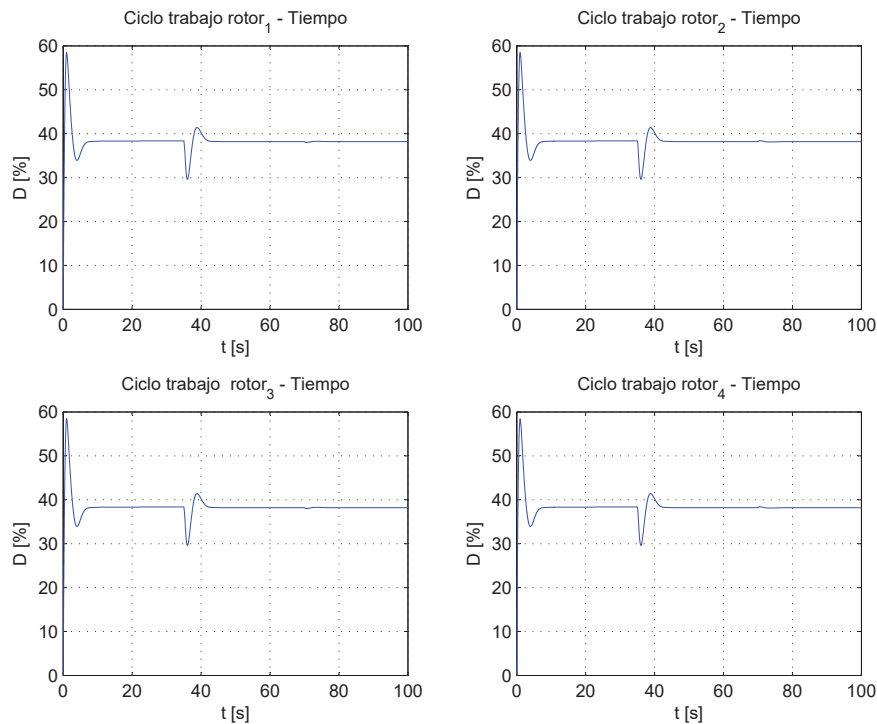


Figura 4.20: Señales de control del sistema, ante varios cambios de setpoints, $T_m = 0.001$ s.

Puede verse, figuras 4.19 y 4.20, como el controlador responde sin problemas a las exigencias con un periodo de muestreo de 1 ms, pero siendo prácticos una frecuencia de muestreo tan elevada tiene, entre otros, dos inconvenientes principales:

- El microcontrolador dispone de menos tiempo para realizar los algoritmos implementados, por lo que es posible que se debe acudir a un microcontrolador de altas prestaciones sin que realmente sea necesario.
- Los sensores que obtiene las medidas, las cuales se utilizarán directamente o se emplearán para estimar las variables de estado, tiene un ancho de banda limitado. En el caso que nos ocupa, suele estar dentro del intervalo [0.1, 8] kHz. Por lo que, no tiene sentido diseñar un controlador que exigía una frecuencia de muestreo tan elevada si no se puede disponer de las variables necesarias para la realimentación a dicha frecuencia.

Por lo tanto, se pasó a otra estrategia de diseño. Esta, consiste en reajustar el controlador discretizado para un periodo de muestreo que se considere abarcable, tanto por el microcontrolador elegido como por los sensores a emplear. El inconveniente de esta estrategia puede intuirse: un controlador que opere a una frecuencia de muestreo menor tendrá también unas prestaciones peores (tiempos de establecimiento) que otro que funcione a una frecuencia mayor, ya que este no podrá ser tan rápido.

Tras varias pruebas se decidió que con una frecuencia de muestreo de 400 Hz se llegaba a un compromiso entre los inconvenientes comentados. Además, las entradas del sistema (señales de control de los ESC) poseen una limitación de frecuencia de 400 Hz, por lo que los rotores del quadrotor podrán cambiar su velocidad de giro como mucho cada 2.5 ms, es decir, carece de sentido que el controlador genere nuevas ordenes a una frecuencia mayor, pues de todas estas solo se ejecutará la orden que coincida con un nuevo ciclo, cada 2.5 ms. A continuación, se muestran los resultados conseguidos al reajustar el controlador para esta frecuencia de muestreo.

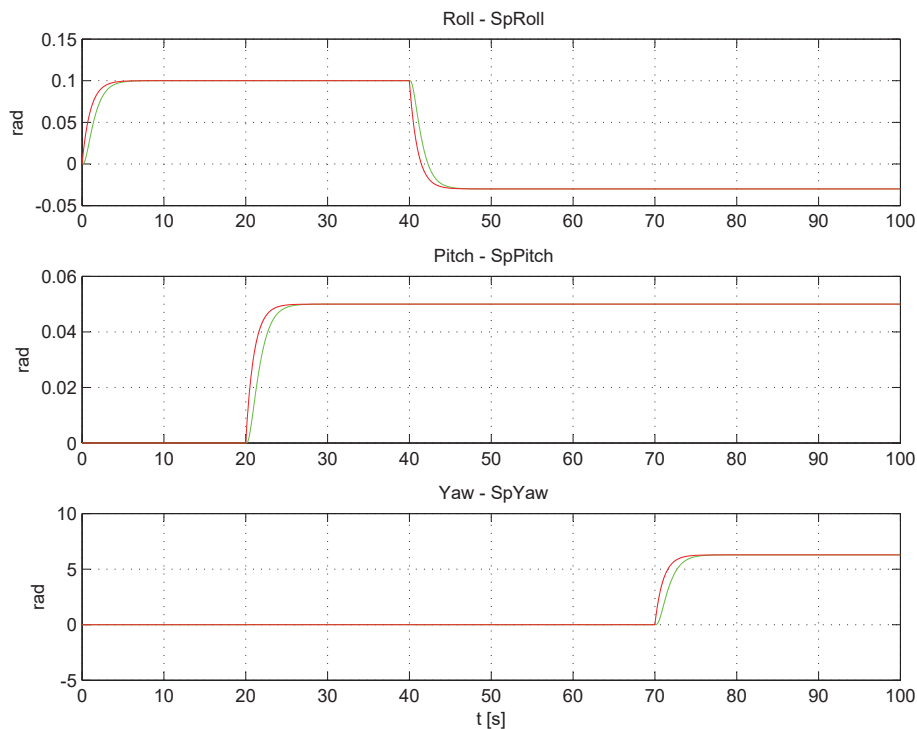


Figura 4.21: Respuestas del sistema (—) Roll, Pitch y Yaw, ante varios cambios de setpoints (—), $T_m = 0.0025$ s.

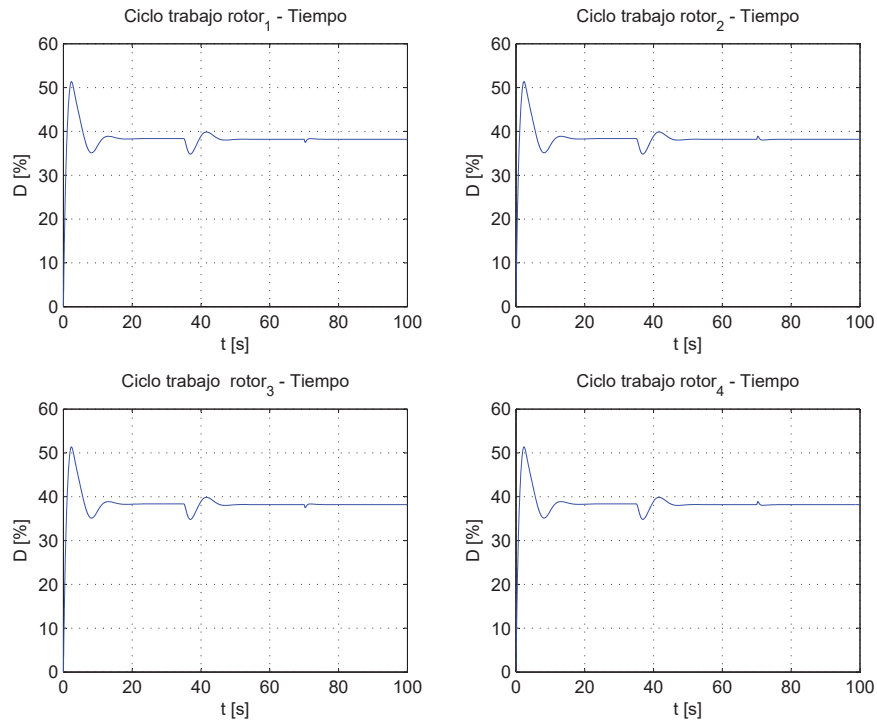


Figura 4.22: Señales de control del sistema, ante varios cambios de setpoints, $T_m = 0.0025$ s.

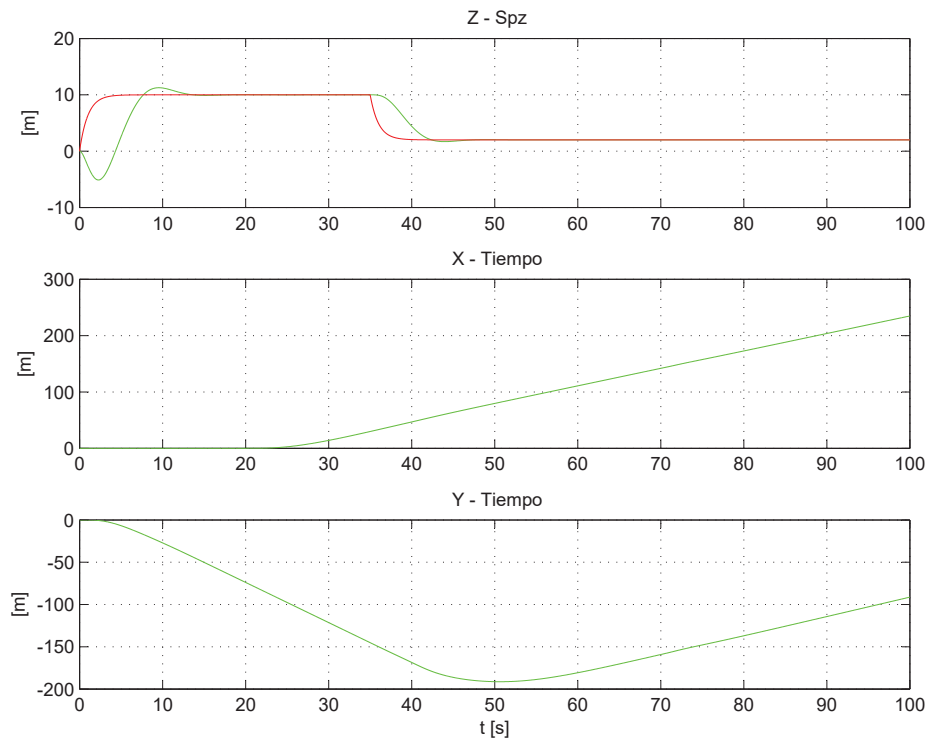


Figura 4.23: Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, ante varios cambios de setpoints (—), $T_m = 0.0025$ s.

4.4.3. Controlador para el sistema no lineal completo

Llegados a este punto se ha conseguido controlar el modelo no lineal de diseño en tiempo continuo y en tiempo discreto, eligiendo para ello una frecuencia de muestreo final de 400 Hz, por lo que conviene abandonar este modelo para someter al controlador a unas pruebas más exigentes. Se procede pues a controlar la actitud y la altura del modelo matemático no lineal completo, ya presentado en el capítulo 3.

En primer lugar, se probó y reajustó el controlador diseñado en tiempo continuo. Este reajuste no se mostrará ya que no aporta nada nuevo a lo que ya se ha comentado. Una vez que se consiguió estabilizar al sistema con el controlador continuo, se volvió a reajustar, en base a la segunda estrategia de diseño ya comentada, el controlador discreto para una frecuencia de muestro de 400 Hz.

Tras dicho reajuste del controlador en tiempo discreto, se muestran en las figuras 4.24, 4.26 y 4.25 la actitud, la posición y las señales de control del sistema al realizar la maniobra del hover.

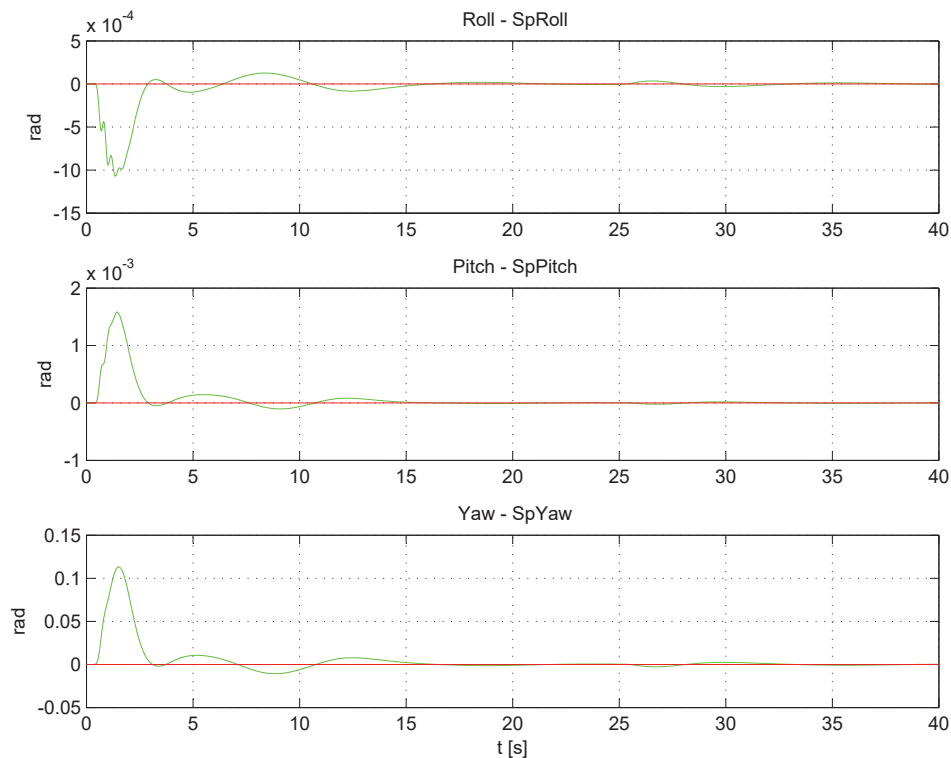


Figura 4.24: Salidas del sistema (—) Roll, Pitch, Yaw y Z, ante distintos cambios en el setpoint (—) de la altura, realizando la maniobra del hover, para $T_m = 0.0025$ s.

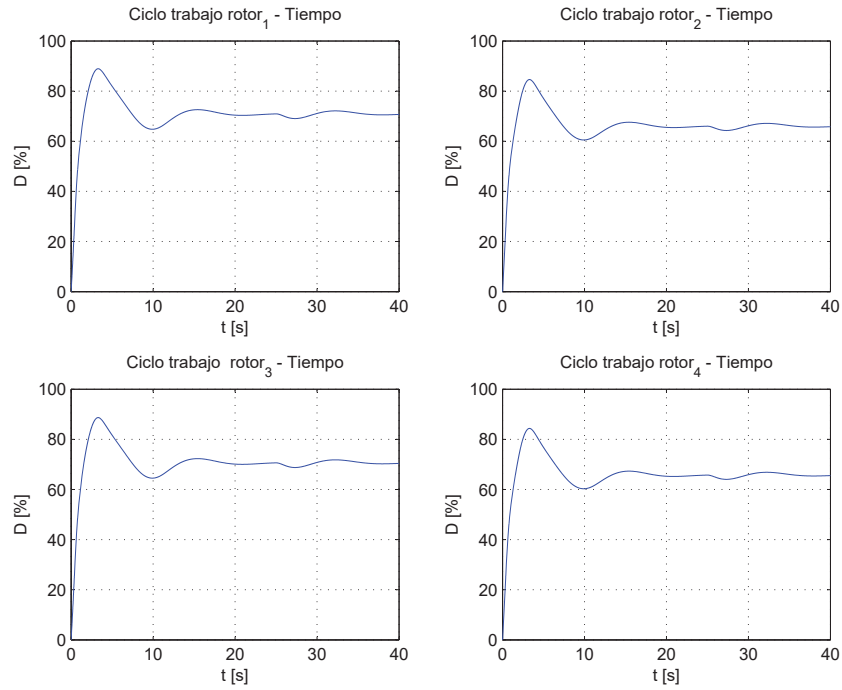


Figura 4.25: Señales de control del sistema al realizar la maniobra del hover, en distintas alturas, $T_m = 0.0025$ s.

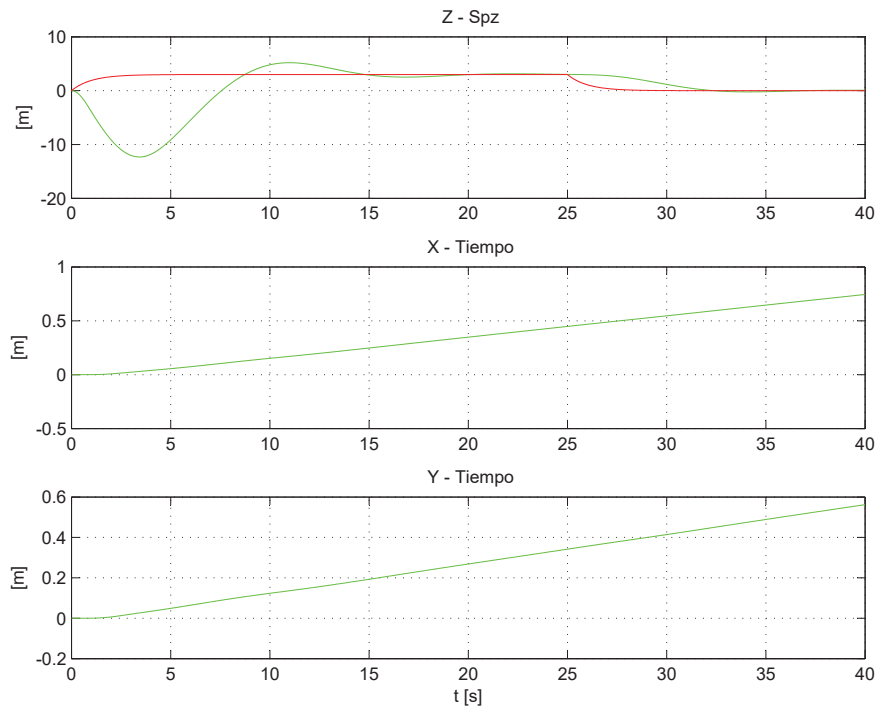


Figura 4.26: Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, ante varios cambios del setpoint de la altura (—), mientras el sistema realiza la maniobra del hover ($T_m = 0.0025$ s).

En la figura 4.26 puede apreciarse cómo se ha realizado una maniobra de despegue, y posteriormente un aterrizaje, sin modificar los setpoints de la actitud del sistema (figura 4.24), y tras realizar esta maniobra se ha obtenido un desplazamiento de decenas de centímetros en las posiciones x e y del sistema ejes tierra en 40 segundos de simulación. Esta discrepancia con los resultados obtenidos en el modelo de diseño se debe, fundamentalmente, a que en el sistema no lineal completo los rotores tienen una inercia no despreciable, por lo que sus tiempos de respuesta no son inmediatos, como se supuso en el modelo de diseño. Como consecuencia, en este punto del trabajo ya se empieza a vislumbrar una realidad, no es posible controlar la posición x e y del sistema si no se dispone de una realimentación de la misma.

Fijando la atención de nuevo en la figura 4.26, puede apreciarse cómo la altura del sistema comienza cayendo hasta unos 13 metros. Este fenómeno también ocurría en las simulaciones anteriores pero en menor magnitud, y es debido a que en la simulación no se ha fijado un nivel de suelo a partir del cual el sistema no pueda continuar bajando. En realidad lo que ocurriría es que el sistema tardará un tiempo considerable en despegar, puesto que la mayor parte de la señal de control para realizar cambios de altura es integral. Cabe recordar que esto se debe a que la estructura de un controlador LQR con acción integral es a grandes rasgos, la de un regulador I-PD. Esta discusión se desarrollara en mayor profundidad en el capítulo 6. Para terminar la discusión sobre los resultados obtenidos en esta simulación, en la figura 4.25 puede apreciarse los ciclos de trabajo de cada rotor generados por el controlador para realizar la maniobra ya comentada.

Al igual que en el apartado anterior, para que el controlador sea robusto ante perturbaciones externas, este debe conseguir estabilizar al sistema en la vecindad del punto de equilibrio. Por lo tanto, se somete al sistema en lazo cerrado a una prueba de seguimiento de setpoints, cuyos resultados se muestran en las figuras 4.27, 4.29 y 4.28. Como puede apreciarse en estas figuras, el controlador diseñado en el modelo simplificado, tras varios reajustes, controla satisfactoriamente al modelo no lineal completo. Llegado a este punto se pueden abarcar los métodos para medir, o estimar, las variables de estado que el controlador necesita para realizar la maniobra del hover, pero antes, se deben escoger los sensores que captarán las magnitudes físicas necesarias para ello.

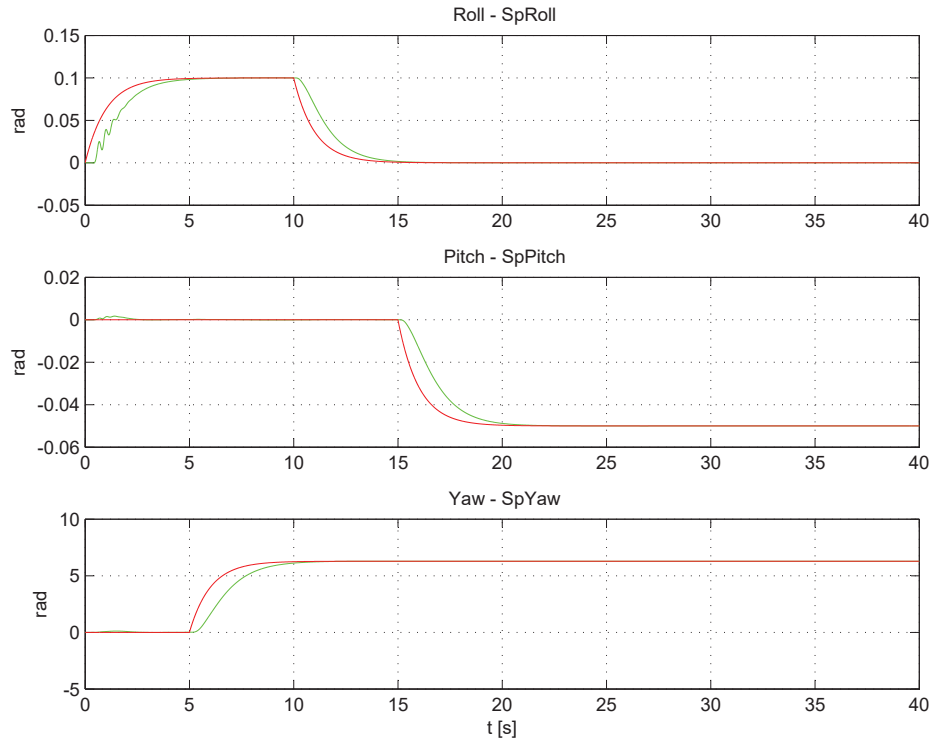


Figura 4.27: Salidas del sistema (—) Roll, Pitch, Yaw y Z, ante distintos cambios en el setpoint (—) del sistema, para $T_m = 0.0025$ s.

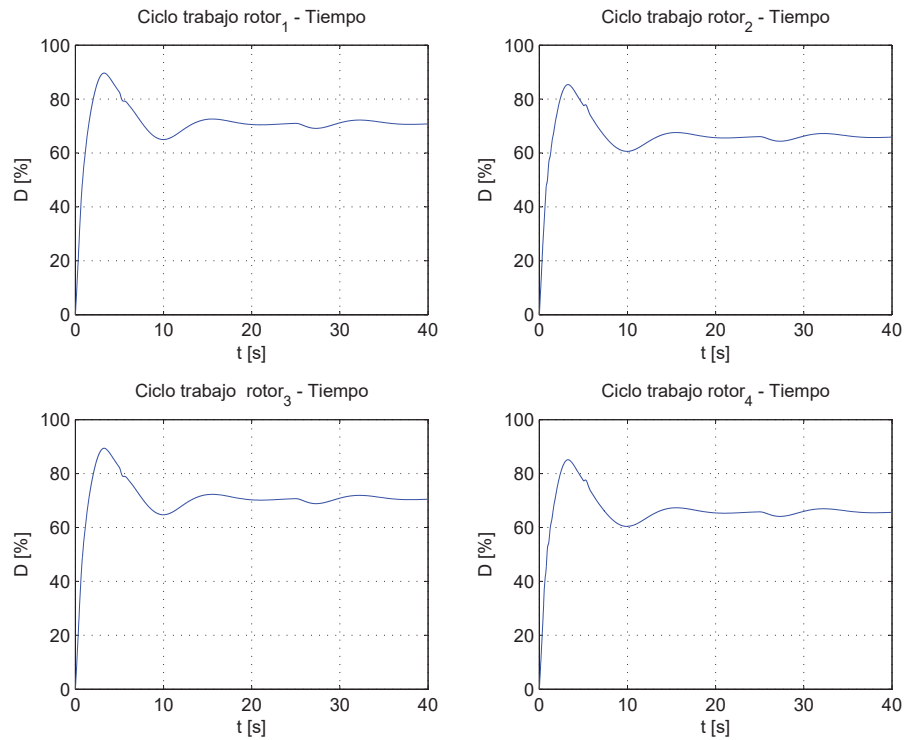


Figura 4.28: Señales de control del sistema al realizar una maniobra de seguimiento de todos sus setpoints, $T_m = 0.0025$ s.

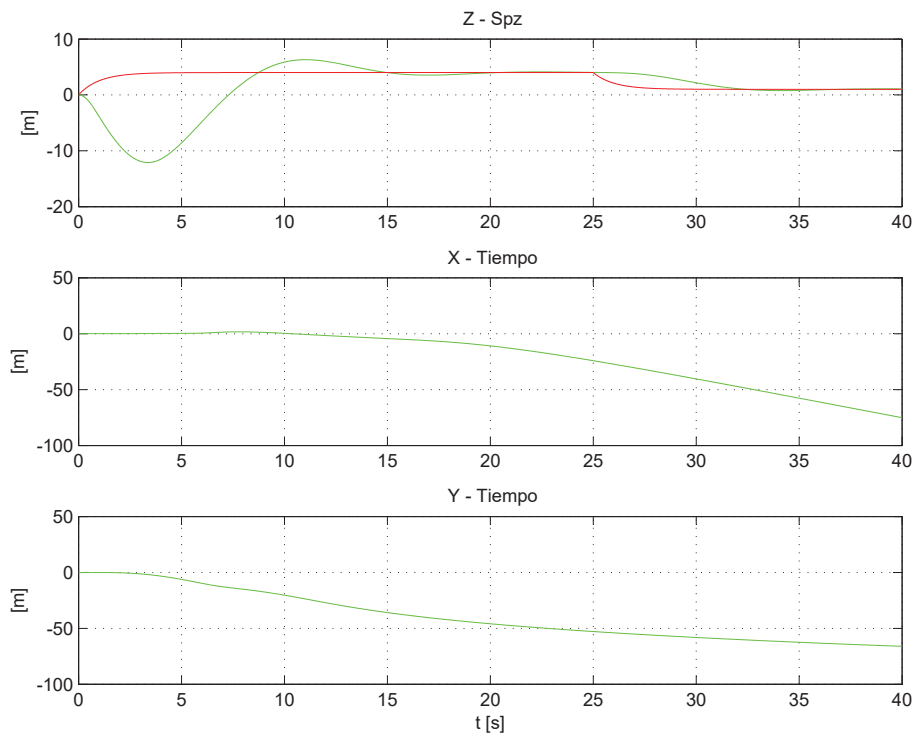


Figura 4.29: Posición del sistema (—), proyectada en el ejes tierra, ante varios cambios del setpoint (—) del sistema, $T_m = 0.0025$ s.

Capítulo 5

Sensores

5.1. Introducción

En este capítulo se estudiará como obtener las principales variables que intervienen en el control de una aeronave no tripulada. Pues, aunque el objetivo principal de este proyecto es realizar la maniobra del hover, el hardware se ha diseñado con vistas a poder realizar el control de los 6 grados de libertad del sistema, el cual, tal y como se expondrá en el capítulo 7, se ha conseguido parcialmente.

El desarrollo de este capítulo es el siguiente:

- Se vuelven a definir las principales magnitudes físicas, ya presentadas en el capítulo 2, necesarias para poder realizar un control óptimo de una aeronave. Además, se valorará la importancia de las mismas y los riesgos del sistema ante una baja calidad de estas.
- Se presentan los sensores más “convenientes” y sus principales carencias para obtener el valor de dichas magnitudes físicas. Para ello, se realizará una somera introducción a la fusión de sensores, además de presentar otros sensores de mayores prestaciones, que serán los que finalmente se emplearán para obtener la posición del sistema en esta primera etapa de control.
- Se realiza una comparativa entre las ofertas más atractivas de estos sensores más “convenientes” que se han encontrado en el mercado, para así poder elegir los que se utilizarán en la que se denominará “Unidad de medición para vehículos no tripulados”.
- Circuitos empleados para obtener datos de cada uno de los sensores elegidos para formar parte de la Unidad de medición para vehículos no tripulados y diseño de la PCB donde se materializará esta unidad.
- Fabricación y test de la PCB de la “Unidad de medición para vehículos no tripulados”, diseñada en Eagle.

5.2. Variables necesarias para el control de un UAV

En este primer apartado se van a definir las principales magnitudes físicas necesarias si se desea realizar un buen control de un sistema con 6 grados de libertad, aunque en un quadrotor solo se puedan controlar, a la vez, 4 de estos 6 grados de libertad. Para ello, se hará mención a los sistemas de referencia que se han definido en el capítulo 2. Como ya se comentó en dicho capítulo, será necesario obtener las rotaciones y las velocidades angulares, las cuales deben ser proyectadas respecto al sistema de referencia no inercial (ejes cuerpo), y las posiciones y velocidades lineales, proyectadas respecto al sistema inercial (ejes tierra). Además, se valorará la importancia de obtener una buena medida, o estimación, de cada una de ellas para el uso de la Unidad de medición en el caso que nos ocupa.

Se debe tener presente que las variables de estado que van a ser presentadas a continuación son las necesarias para un control de la posición y/o de la actitud de un UAV. Si la unidad de medición estuviese pensada para un control de velocidad se podría prescindir algunas de estas variables y la siguiente valoración sería distinta.

5.2.1. Actitud del sistema

Esta formada por los tres ángulos que definen la orientación del sistema ejes cuerpo con respecto al sistema de horizonte local, como puede verse en la figura 5.1. El conjunto de estos tres ángulos puede considerarse una medida crítica para el control del sistema, pues una mala estimación de estos puede llevar a desplazamientos no previstos y con ello la destrucción de la aeronave.

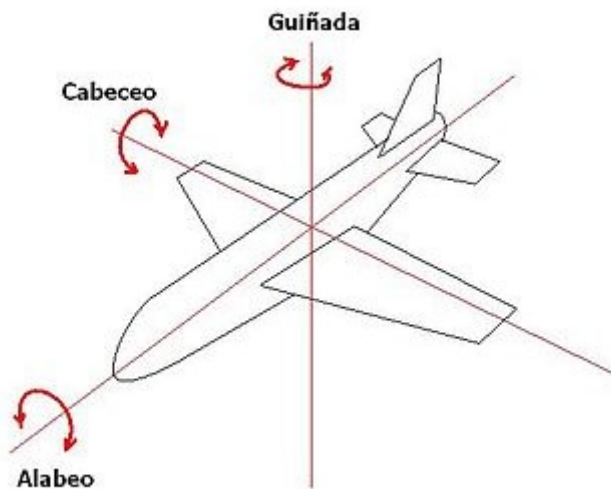


Figura 5.1: Actitud de una aeronave.

5.2.2. Velocidades angulares

En un principio, puede pensarse que las medidas de las velocidades angulares deben ser buenas pero no críticas, ya que si se dispone del modelo matemático de la planta estas pueden estimarse, empleando observadores de estado, a partir de la actitud del sistema. Pero, como se verá más adelante, esto sucede al contrario, pues la actitud del sistema se obtiene, en parte, de la velocidad angular del mismo. Por lo tanto, es conveniente contar con unos giróscopos de buenas prestaciones.

5.2.3. Posición del sistema

En este aspecto, la medida de las variables x e y debe ser aceptable pero no se considera crítica. Ya que, en un UAV de exterior, errores de unos pocos metros se consideran aceptables. Por otro lado, la medida de la altura (z) sí que lo es, pues una mala estimación de la misma puede llevar a aterrizajes bruscos y ocasionar daños graves al sistema.

5.2.4. Velocidades lineales

La medida de las velocidades lineales debe ser aceptable, pero tampoco se considerará una medida crítica, ya que, al igual que las velocidades angulares, se puede estimar si se dispone del modelo matemático y de la medida de las posiciones del sistema.

5.3. Sensores y sus carencias

En este apartado, se presentarán los sensores que se van a utilizar para obtener las variables de estado necesarias para el control. Además, se destacarán sus problemas principales y las soluciones planteadas.

5.3.1. Acelerómetros

Estos sensores proporcionan el valor de la aceleración lineal a la que se ven sometidos longitudinalmente. En este proyecto se emplearán un acelerómetro triaxial.

Los principales defectos de estos sensores son:

- Entregan un offset sobre la medida, el cual se debe corregir con el sistema en reposo.
- Su nivel de ruido blanco gaussiano es bastante considerable.

Con un acelerómetro triaxial se pueden obtener las siguientes variables de estado:

- **Ángulos Roll y Pitch**

Si se dispone de un acelerómetro paralelo a cada eje del sistema de ejes cuerpo, se puede obtener una estimación de estos dos ángulos. Para ello, se comprueba cual es el valor de las componentes de la gravedad en cada uno de los ejes

del acelerómetro triaxial, y por trigonométrica, empleando la arcotangente, se estima el valor de Roll y Pitch. Esta estimación también se puede obtener con solo dos acelerómetros, en los ejes X e Y del sistema de ejes cuerpo. Empleando para ello, el seno o el coseno. Pero este algoritmo es menos robusto que el anterior.

El problema es que los ángulos estimados por los acelerómetros se ven afectados de las aceleraciones lineales del sistema. Por lo que, además de unos ángulos con bastante ruido, obtendríamos una estimación falseada si el sistema tuviese movimientos bruscos.

■ Posiciones y velocidades lineales

Estas variables se obtendrán integrando, una vez para las velocidades y dos veces para las posiciones, las aceleraciones en ejes tierra, las cuales, como ya se ha comentado, han sido medidas en cada eje del sistema de ejes cuerpo. Por ello, será necesario rotar las aceleraciones lineales medidas al sistema de ejes tierra, a través de la matriz de rotación, ya presentada en el capítulo 2. Además, para obtener datos fiables será necesario eliminar las componentes de la gravedad que afecten en cada momento a cada eje. Esto se hará en función de los ángulos del sistema.

Como puede intuirse, las estimaciones obtenidas solo serán fiables durante un pequeño intervalo de tiempo, pues al integrar las medidas captadas por los acelerómetros, y con ello los errores que estas contienen, la estimación se va volviendo imprecisa con el paso del tiempo, obteniéndose así valores completamente erróneos al cabo de unos instantes.

Aquí queda reflejada la importancia de la estimación de los ángulos del sistema, pues un error en ellos se iría acumulando en la estimación de las velocidades lineales y aun más en las posiciones, ya que estos son empleados para rotar las aceleraciones desde el sistema de ejes cuerpo al sistema de ejes tierra.

5.3.2. Giróscopos

Estos sensores entregan la velocidades angulares. En este proyecto se utilizará un giróscopo triaxial. El principal defecto de estos sensores es que poseen un offset variable con la temperatura, es decir, aunque el sistema al que se encuentren anclados no posea velocidad angular ellos entregan un pequeño offset.

Con ellos se pueden obtener las siguientes magnitudes anteriores:

■ Velocidades angulares

Se debe corregir la deriva de su offset con la temperatura.

■ Actitud del sistema

Es posible obtener los ángulos Roll, Pitch y Yaw integrando sus correspondientes velocidades angulares. Al integrar la medida tendremos un incremento o decremento constante en los ángulos aun cuando el sistema no experimente rotación alguna, pues no existe garantía de que la media del error presente

en la medida sea nula. Además, si no se corrige dicho offset, estas variaciones incorrectas de los ángulos tendrán una pendiente mayor.

Por lo tanto, será necesario calibrar los giróscopos eliminando su offset, para reducir el fenómeno ya comentado. Además, aprovechando que la mayoría de las unidades de medición inercial (IMU o MARG), las cuales se presentarán más adelante, incorporan sensores de temperatura, sería interesante corregir en tiempo real este offset, en función de la temperatura entregada por la IMU o el MARG.

Aun así, al cabo de cierto tiempo los ángulos obtenidos no tienen sentido, pues el offset del sensor ha ido modificando falsamente el valor de la actitud del sistema.

5.3.3. Magnetómetros

El tipo de magnetómetro de interés para este proyecto tiene la capacidad de medir la componente del campo magnético en una dirección concreta. Por lo tanto, es el sensor perfecto para poder estimar el ángulo de guiñada del sistema. Con ello siempre se tendrá una referencia fija, el norte magnético de la tierra. El principal defecto de estos sensores es que poseen un ancho de banda limitado, de unos 100 Hz, por lo que no permitiría, por sí mismo, estimar el ángulo Yaw del sistema si este es muy rápido, ya que su control necesitaría una frecuencia de muestreo superior.

Para la medición de todas las variables anteriores se va a emplear un dispositivo MEMS llamado MARG (Magnetic, Angular Rate, and Gravity) o comúnmente IMU (Inertial Measurement Unit) de 9 DOF (Degree Of Free). Tiene un tamaño muy reducido (entorno a *mm*) y contiene 3 acelerómetros, 3 giróscopos, 3 magnetómetros y un sensor de temperatura, el cual emplea para realizar una primera compensación de las derivas de estos sensores. Por lo tanto, su reducido tamaño y peso hacen de estos dispositivos una excelente elección para aplicaciones como la que se desarrolla en este proyecto.

5.3.4. GPS

Estos dispositivos proporcionan las velocidades lineales y posiciones referidas al sistema de referencia de ejes tierra. Sino fuese por su limitado ancho de banda (no suelen superar los 25 Hz), a partir de las medidas entregadas por este sensor se podrían obtener 6 variables, velocidades lineales y posiciones, de las 12 variables que intervienen en el proceso de control de cualquier aeronave no tripulada. Además, de su limitado ancho de banda, la precisión de estos dispositivos tiene un error de varios metros en los ejes *x* e *y*, lo cual para aplicaciones en las cuales una aeronave se desplaza en campos abiertos no resulta un problema. Pero tienen mucho más error al entregar la altura y esto puede llevar a la destrucción del sistema, por ello se hace imprescindible el uso de un sensor de mayor calidad para obtener la altura.

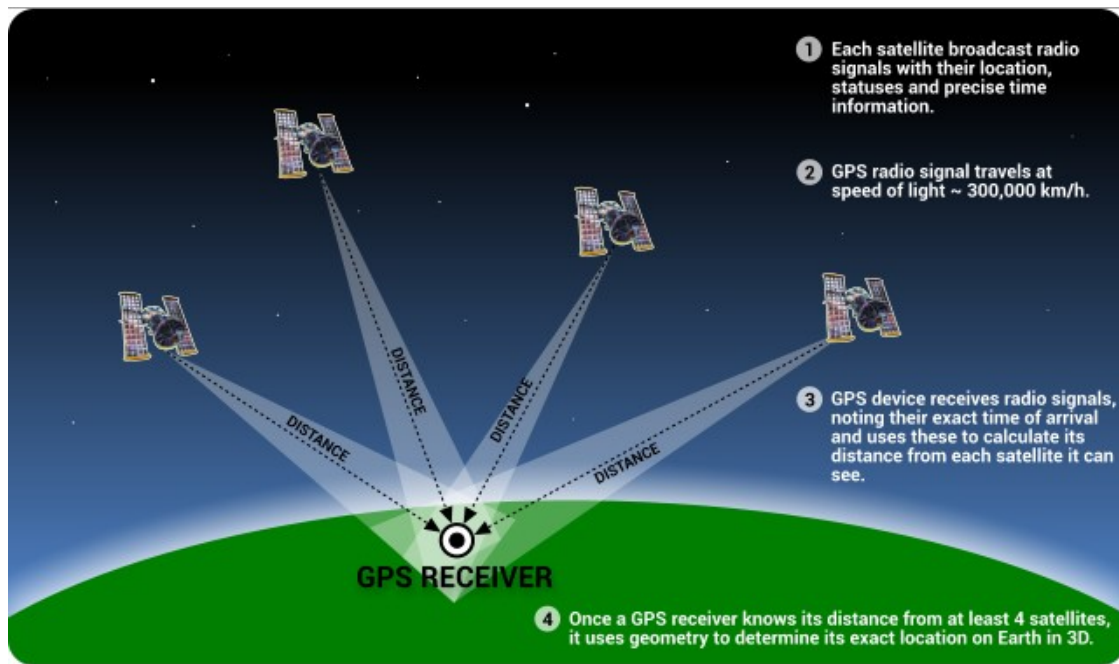


Figura 5.2: Funcionamiento de un GPS.

5.3.5. Barómetro

Si se emplea un barómetro con la suficiente sensibilidad, será posible, empleando la siguiente ecuación 5.1, captar los cambios de altura de la aeronave referidos al sistema de ejes tierra.

$$h = 44330.77 \left(1 - \left(\frac{P}{P_0} \right)^{0.190263} \right) \quad (5.1)$$

donde h es la altura obtenida, en metros, P la presión captada por el barómetro y P_0 la presión existente en el nivel de referencia (0 metros), normalmente nivel del mar. Estas dos últimas presiones deben ser introducidas en pascales.

Estos sensores tienen dos defectos principales que se deberán corregir:

- Para los barómetros que se contemplan para este proyecto, de bajo coste y tamaño reducido, si la frecuencia de muestreo es elevada, como será necesaria para las aplicaciones de este proyecto, el sensor no puede realizar una corrección interna de las medidas obtenidas. Como consecuencia, la medida entregada por los barómetros tendrá altos niveles de ruido. Este problema puede mitigarse si se aplica un filtro que tenga en cuenta la dinámica del sistema.
- Tienen una deriva considerable con la temperatura, la cual deberá caracterizarse y corregirse en tiempo real.

5.3.6. Fusión de sensores

En este apartado, se realizará una breve introducción de como se pretende mejorar la estimación individual de las variables anteriores, que se obtendría a partir de cada sensor. Para ello, se recurre a técnicas que potencian las ventajas de cada uno de estos sensores y minimizan sus carencias. A estas técnicas se las denominan fusión de sensores. A continuación, se expone la idea fundamental para obtener una buena estimación de cada una de las variables de estado presentadas anteriormente.

Roll y Pitch

Como se comentó anteriormente, los giróscopos no son útiles para estimar el ángulo a largo plazo, ya que el offset del que se ve afectada la medida que entregan se traduce en una deriva del ángulo estimado. Por otro lado, los acelerómetros son muy ruidosos y no estiman bien los ángulos en movimientos rápidos del sistema.

Por lo tanto, la idea es aprovechar lo mejor de cada uno de ellos, el ángulo estimado por los acelerómetros es bueno en estacionario y el ángulo obtenido de los giróscopos es fiable en pequeños intervalos, como podrían ser los cambios bruscos en el sistema. Una buena fusión potenciará los aspectos positivos de estos sensores y castigará los negativos.

Yaw

Ya se ha mencionado que, los magnetómetros no son los suficientemente rápidos como para poder cubrir un periodo de muestreo pequeño, necesario si se trabaja con sistemas con momentos de inercia pequeños. Además, habrá que tener en cuenta los otros dos ángulos del sistema pues si no son nulos el vector del campo magnético se repartirá entre los tres magnetómetros paralelos a los ejes del sistema de ejes cuerpo, no solo afectará a los ejes x y z . Por lo que el norte magnético no dependerá de un valor absoluto sino de un valor relativo que varía en función de los ángulos Roll y Pitch.

Por otro lado, será necesario integrar la velocidad angular entregada por el giróscopo paralelo al eje z del sistema de ejes cuerpo, la cual suplirá el bajo ancho de banda de los magnetómetros. Resumiendo, para obtener una buena estimación de la guiñada será necesario:

- Conocer los otros dos ángulos del sistema, *Roll* y *Pitch*, para obtener el valor del campo magnético relativo, para en función de esta calcular el ángulo de guiñada con la frecuencia que el magnetómetro permita.
- Utilizar la estimación anterior para corregir la deriva generada por la integración del giróscopo paralelo al eje Z del sistema de ejes cuerpo. Consiguiendo así una medida con el ancho de banda propio de los giróscopos y con la fiabilidad de una brújula.

Velocidades angulares

Corrigiendo el offset de los giróscopos y teniendo en cuenta su variación con la temperatura será suficiente.

Velocidades lineales y posiciones x e y

Como ya se comentó anteriormente, el GPS posee un ancho de banda muy limitado (entorno a los 10 Hz), por lo que no puede cubrir periodos de muestreo pequeños. Por otro lado, si se cambian de sistema de referencia las medidas entregadas por los acelerómetros y se integran, una vez para la velocidad y dos veces para las posiciones, tendremos medidas nuevas a una elevada frecuencia. El problema de estas es que al obtenerse integrando van acumulando el error con el tiempo.

Una solución óptima es utilizar, cada vez que se disponga de ellas, las medidas entregadas por el GPS para refrescar las velocidades y las posiciones x e y , estimadas a partir de la integración de las aceleraciones.

Altura del sistema

Como ya se ha mencionado, el error del GPS es aún mayor en la altura, por lo tanto, no se utilizará este sensor para obtener esta variable que se considera crítica. En su lugar, se empleará la medida ofrecida por el barómetro, con el cual se pueden captar cambios de decenas de centímetros y poseen un ancho de banda de unos 100Hz , aunque son muy ruidosos.

Teniendo en cuenta que la dinámica de un quadrotor es mucho más lenta en los cambios de fuerzas que afectan a la altura que en cambio de pares, este ancho de banda será suficiente. Aunque, para realizar una buena estimación de la altura debe buscarse minimizar el error entregado por el barómetro y para ello es posible que una fusión con el valor obtenido de la doble integración de la aceleración en el eje z mejore los resultados, a dicha aceleración habrá que eliminarle antes la componente de la gravedad y rotarla si los ángulos Roll o Pitch fuesen considerables.

La experiencia de universidades de prestigio en este campo y controladores comerciales de vehículos aéreos no tripulados han demostrado que con los sensores presentados hasta ahora y unos buenos algoritmos de fusión se puede realizar un control de muy buena calidad de un quadrotor.

En este proyecto se han abordado muchos frentes de manera satisfactoria, pero por falta de tiempo ha sido necesario dejar la estimación de la posición y la velocidad lineal del sistema, a partir de los sensores anteriores, para una segunda etapa. Por lo que más adelante se presentan dos sensores de prestaciones superiores empleados para obtener la posición y la velocidad lineal del sistema. La principal desventaja de estos sensores es su precio, entorno a los 100 o 150 €.

5.4. Comparación y elección de sensores comerciales

5.4.1. Unidades de medición inercial

Los dos MARGs que se van a comparar a continuación incorporan 3 giróscopos, 3 acelerómetros y 3 magnetómetros, además de un sensor de temperatura cuya lectura esta disponible. Los MARG, utilizan este sensor de temperatura para compensar, internamente, las medidas que entregan. Como ya se comentó anteriormente, la medida de la actitud (Roll, Pitch e Yaw) se considera crítica, por lo que no se deben

escatimar recursos, tanto de procesamiento digital como económicos, para obtener estas variables.

A continuación, se comparan las dos opciones más atractivas que se han encontrado en el mercado. Ambos dispositivos, pueden comunicarse utilizando los protocolos I2C y SPI, los datos entregados, de 16 bits, vienen en complemento a 2 y en formato Little Endian. Además, ambos MARGs tienen disponibles internamente filtros paso bajo para un primer tratamiento del ruido de los sensores.

LSM9DS0

La principal ventaja de este MARG es su precio 5.84 €, pero cabe recordar que este no es determinante en la elección de este sensor.

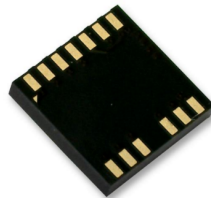


Figura 5.3: Integrado del MARG LSM9DS0.

Como contrapartida a su precio, el datasheet no proporciona el valor del ruido que afecta a las medidas entregadas por el sensor. Este dato es muy importante, pues muestra la calidad de las medidas entregadas por los sensores y en que medida se esta aprovechando la resolución de la que disponen. Por lo tanto, puede asumirse que las medidas entregadas serían bastante ruidosas.

- **Aceleraciones:** Como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.4, se pueden seleccionar hasta 5 fondos de escalada diferentes, en un principio, se prevé que con el fondo de escalada más bajo ($\pm 2 \text{ g}$) sea suficiente, ya que así se aprovechará al máximo la resolución digital disponible, de 16 bits.

LA_FS	Linear acceleration measurement range ⁽²⁾			± 2		g
				± 4		
				± 6		
				± 8		
				± 16		

Figura 5.4: Fondos de escala acelerómetros LSM9DS0.

En la siguiente tabla (figura 5.5) pueden verse las resoluciones de los acelerómetros para los distintos fondos de escala, siendo la máxima resolución posible 0.061 mg (unos 0.0006 m/s^2), lo cual se considera bastante aceptable.

LA_So	Linear acceleration sensitivity	Linear acceleration FS = $\pm 2\text{ g}$		0.061		mg/LSB
		Linear acceleration FS = $\pm 4\text{ g}$		0.122		
		Linear acceleration FS = $\pm 6\text{ g}$		0.183		
		Linear acceleration FS = $\pm 8\text{ g}$		0.244		
		Linear acceleration FS = $\pm 16\text{ g}$		0.732		

Figura 5.5: Resolución de los acelerómetros LSM9DS0 para distintos fondos de escala.

Por último, la máxima frecuencia a la que los acelerómetros pueden entregar nuevos datos es de 1600 Hz, véase tabla de la figura 5.6. Si el sistema a controlar fuese muy rápido es posible que necesitemos un periodo de muestreo muy bajo, por lo que en este aspecto estos acelerómetros no podrían seguir al sistema.

AODR3	AODR2	AODR1	AODR0	Power mode selection
0	0	0	0	Power-down mode
0	0	0	1	3.125 Hz
0	0	1	0	6.25 Hz
0	0	1	1	12.5 Hz
0	1	0	0	25 Hz
0	1	0	1	50 Hz
0	1	1	0	100 Hz
0	1	1	1	200 Hz
1	0	0	0	400 Hz
1	0	0	1	800 Hz
1	0	1	0	1600 Hz

Figura 5.6: Output data rate, acelerómetros LSM9DS0.

- **Giróscopos:** Como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.7, se pueden seleccionar hasta 3 fondos de escalada diferentes, en un principio se prevé que con el fondo de escalada más bajo ($\pm 245\text{ dps}$) sea suficiente, pues de este modo se aprovechará al máximo la resolución digital disponible.

G_FS	Angular rate measurement range			± 245		dps
				± 500		
				± 2000		

Figura 5.7: Fondos de escala disponibles para los giróscopos del LSM9DS0.

En la tabla de la figura 5.8, pueden apreciarse las resoluciones de los giróscopos para los distintos fondos de escala, siendo la máxima resolución posible 8.75 mdps/digit .

G_So	Angular rate sensitivity	Angular rate FS = ± 245 dps		8.75		mdps/ digit
		Angular rate FS = ± 500 dps		17.50		
		Angular rate FS = ± 2000 dps		70		

Figura 5.8: Resolución para los distintos fondos de escala de los giróscopos del LSM9DS0.

Para poder comparar las prestaciones de estos giróscopos, con otros disponibles en el mercado, se necesita obtener el valor de la resolución en dps/LSB , grados por segundo. Por lo que, si obtenemos la velocidad angular para 16 bits, $2^{16} = 65536$, y el fondo de escala de mayor resolución es de ± 245 dps , estos 65536 valores posibles se reparten entre $490^\circ/s$, obteniendo así que el bit menos significativo puede entregar cambios de $0.00747^\circ/s$.

Por otro lado, la máxima frecuencia a la que los giróscopos pueden entregar nuevos datos es de 760Hz, tablas de las figuras 5.9 y 5.10. Al igual que sucedía con los acelerómetros, estos giróscopos no serían válidos si el sistema es muy rápido.

Table 21. DR and BW configuration setting

DR [1:0]	BW [1:0]	ODR (Hz)	Cutoff
00	00	95	12.5
00	01	95	25
00	10	95	25

Figura 5.9: Output data rate, acelerómetros LSM9DS0.

DR [1:0]	BW [1:0]	ODR (Hz)	Cutoff
00	11	95	25
01	00	190	12.5
01	01	190	25
01	10	190	50
01	11	190	70
10	00	380	20
10	01	380	25
10	10	380	50
10	11	380	100
11	00	760	30
11	01	760	35
11	10	760	50
11	11	760	100

Figura 5.10: Output data rate, acelerómetros LSM9DS0.

Por último, pueden apreciarse los valores del offset en función del fondo de escala elegido, tabla de la figura 5.11. Como ya se comentó, conviene que el offset sea lo menor posible, en estos giróscopos será como mínimo de ± 10 dps.

G_TyOff	Angular rate typical zero-rate level	FS = 245 dps		± 10		dps
		FS = 500 dps		± 15		
		FS = 2000 dps		± 25		

Figura 5.11: Offset de los giróscopos del LSM9DS0.

- **Magnetómetros:** Como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.12, se pueden seleccionar hasta cuatro fondos de escala diferentes. En un principio se prevé que con el fondo de escala más bajo (± 2 gauss) sea suficiente, aprovechando al máximo la resolución digital disponible.

M_FS	Magnetic measurement range			± 2		gauss
				± 4		
				± 8		
				± 12		

Figura 5.12: Fondos de escala magnetómetros LSM9DS0.

En la tabla de la figura 5.13, pueden apreciarse las resoluciones de los magnetómetros para los distintos fondos de escala, siendo la máxima resolución posible 0.08 mGauss/LSB.

M_GN	Magnetic sensitivity	Magnetic FS = ± 2 gauss		0.08		mgauss/ LSB
		Magnetic FS = ± 4 gauss		0.16		
		Magnetic FS = ± 8 gauss		0.32		
		Magnetic FS = ± 12 gauss		0.48		

Figura 5.13: Resolución para los distintos fondos de escala de los magnetómetros LSM9DS0.

La máxima frecuencia a la que puede entregar nuevos datos de los magnetómetros es de 100 Hz, véase tabla de la figura 5.14. Como ya se comentó, estos sensores no pueden estimar, por si mismos, el ángulo de guiñada de sistemas rápidos, por lo que habría que recurrir a la fusión de las medidas entregadas por el magnetómetro triaxial con las medidas entregadas por el giróscopo paralelo al eje z (ejes cuerpo).

M_ODR2	M_ODR1	M_ODR0	Power mode selection
0	0	0	3.125 Hz
0	0	1	6.25 Hz
0	1	0	12.5 Hz
0	1	1	25 Hz
1	0	0	50 Hz
1	0	1	100 Hz ⁽¹⁾
1	1	0	Reserved
1	1	1	Reserved

Figura 5.14: Output data rate, magnetómetros LSM9DS0.

MPU-9250

La principal ventaja de este MARG es su capacidad de entregar nuevos datos a frecuencias más elevadas. Además, puede almacenar internamente datos de otros sensores recibidos por un I2C auxiliar del que dispone, por lo que se podría realizar una captación de las medidas mucho más eficiente, ya que este se encargaría de leer los datos de otros sensores exteriores y el microcontrolador solo tendría que realizar una lectura de los datos en cadena recopilados por el MPU-9250. Como contrapartida su precio, 11.62 €, más del doble que el sensor anterior.



Figura 5.15: MARG MPU-9250.

- **Aceleraciones:** Como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.17, se pueden seleccionar hasta cuatro fondos de escala diferentes. En un principio se prevé que con el fondo de escala más bajo ($\pm 2 g$) sea suficiente, ya que así se aprovechará al máximo la resolución digital disponible, de 16 bits.

Full-Scale Range	AFS_SEL=0		± 2		g
	AFS_SEL=1		± 4		g
	AFS_SEL=2		± 8		g
	AFS_SEL=3		± 16		g

Figura 5.16: Fondos de escala acelerómetros MPU-9250.

En la tabla de la figura 5.17, pueden verse las resoluciones de los acelerómetros para los distintos fondos de escala, siendo la máxima resolución posible unos $0.006 m/s^2$, no tan buena como en el MARG anterior, pero sigue siendo válida.

Full-Scale Range	AFS_SEL=0		±2		g
	AFS_SEL=1		±4		g
	AFS_SEL=2		±8		g
	AFS_SEL=3		±16		g

Figura 5.17: Resolución para los distintos fondos de escala de los acelerómetros MPU-9250.

La máxima frecuencia a la que pueden entregar nuevos datos los acelerómetros es de 4000 Hz (tabla figura 5.18). En este aspecto este MARG es superior pues se podrían obtener periodos de muestreo de hasta 0.25 ms.

Output Data Rate	Low power (duty-cycled)	0.24		500	Hz
	Duty-cycled, over temp		±15		%
	Low noise (active)	4		4000	Hz

Figura 5.18: Output data rate acelerómetros MPU-9250.

Además, el datasheet de este integrado ofrece el ruido blanco gaussiano que afectará a los acelerómetros (tabla figura 5.19), un ruido aleatorio de unos 0.0029 m/s^2 , bastante aceptable, pues recordemos que para estimar los ángulos se usa la aceleración de la gravedad, 9.81 m/s^2 .

Noise Power Spectral Density	Low noise mode		300		$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
------------------------------	----------------	--	-----	--	--------------------------------

Figura 5.19: Ruido blanco gaussiano acelerómetros MPU-9250.

- **Giróscopos:** Como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.20, se pueden seleccionar hasta 4 fondos de escala diferentes, en un principio, se prevé que con el fondo de escalada más bajo ($\pm 250^\circ/\text{s}$) sea suficiente, ya que así se aprovechará al máximo la resolución digital disponible, de 16 bits.

Full-Scale Range	FS_SEL=0		±250		$^\circ/\text{s}$
	FS_SEL=1		±500		$^\circ/\text{s}$
	FS_SEL=2		±1000		$^\circ/\text{s}$
	FS_SEL=3		±2000		$^\circ/\text{s}$

Figura 5.20: Fondos de escala de los giróscopos MPU-9250.

En la tabla de la figura 5.21, pueden apreciarse las resoluciones de los giróscopos para los distintos fondos de escala, siendo la máxima resolución posible $0.0076^\circ/\text{s}$, muy similar a la de los giróscopos del MARG anterior.

Sensitivity Scale Factor	FS_SEL=0		131		LSB/($^\circ/\text{s}$)
	FS_SEL=1		65.5		LSB/($^\circ/\text{s}$)
	FS_SEL=2		32.8		LSB/($^\circ/\text{s}$)
	FS_SEL=3		16.4		LSB/($^\circ/\text{s}$)

Figura 5.21: Resolución para los distintos fondos de escala de los giróscopos MPU-9250.

Por otro lado, la máxima frecuencia a la que se pueden obtener nuevos datos de velocidades angulares puede verse en la tabla de la figura 5.22. Estos giróscopos son bastante rápidos, permitiendo periodos de muestreo de hasta 0.125 ms, obteniendo datos fiables. También puede configurarse para obtener medidas a una frecuencia de muestreo de 12 kHz, pero el fabricante no lo recomienda.

Output Data Rate	Programmable, Normal mode	4		8000	Hz
------------------	---------------------------	---	--	------	----

Figura 5.22: Output data rate giróscopos MPU-9250.

Además, el datasheet de este MARG ofrece el ruido blanco gaussiano que afectará a los giróscopos, tabla de la figura 5.23, un ruido aleatorio de unos $0.01^\circ/s$, el cual se considera aceptable.

Rate Noise Spectral Density			0.01		$^\circ/s/\sqrt{Hz}$
-----------------------------	--	--	------	--	----------------------

Figura 5.23: Ruido blanco gaussiano de los giróscopos MPU-9250.

Por último, puede apreciarse en la tabla de la figura 5.24, como el problema de la deriva que se comentaba anteriormente es de $\pm 5^\circ/s$, la mitad que en el MARG anterior.

Initial ZRO Tolerance	25°C		± 5		$^\circ/s$
-----------------------	------	--	---------	--	------------

Figura 5.24: Offset de los giróscopos MPU-9250.

- **Magnetómetros:** El MARG MPU-9250 incluye en su interior tres magnetómetros, pertenecientes al integrado AK8963, el cual posee una dirección I2C distinta a la de la IMU disponible en el MPU-9250 y un mapa de registros propio. Como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.25, en estos magnetómetros solo se puede seleccionar 1 fondo de escalada de $\pm 4800\mu T$, es decir, $\pm 48 Gauss$.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
MAGNETOMETER SENSITIVITY					
Full-Scale Range			± 4800		μT
ADC Word Length			14		bits
Sensitivity Scale Factor			0.6		$\mu T / LSB$

Figura 5.25: Propiedades magnetómetros MPU-9250.

Pero si se profundiza en los registros del AK8963, los datos entregados pueden ser de 14 bits (resolución: $6 mGauss/LSB$) o de 16 bits (resolución: $1.5 mGauss/LSB$). Aun así, posee peores prestaciones, en este aspecto, que el MARG anterior.

Por último, la máxima frecuencia a la que se pueden obtener nuevos datos de los magnetómetros es al igual que en caso anterior 100 Hz, seleccionando el modo 2 mostrado en la figura 5.26.

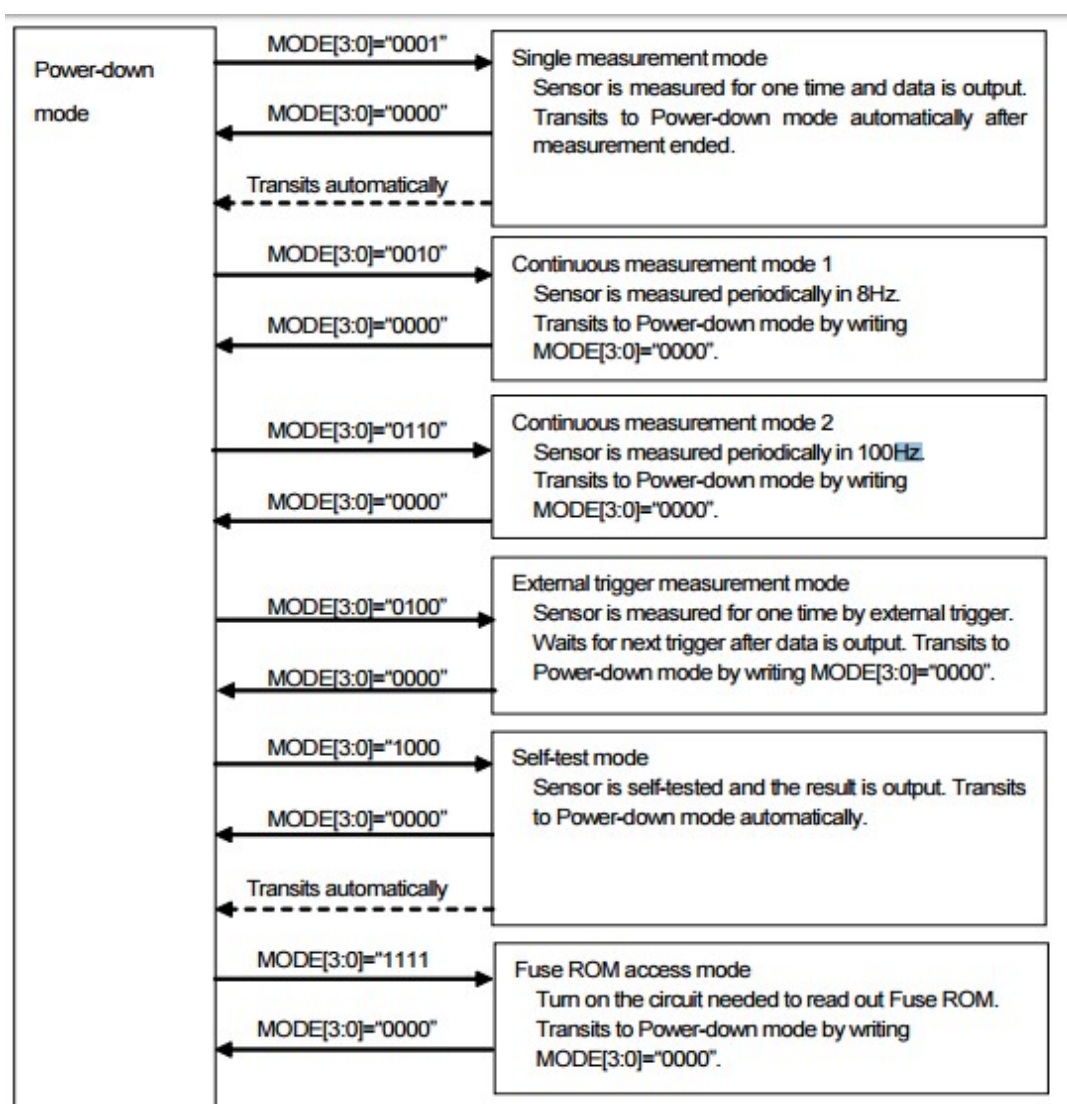


Figura 5.26: Modos de funcionamiento del magnetómetro AK8963, integrado en la MPU-9250.

Tras la comparación de las características de los dos MARGs se deduce lo siguiente:

- Las resoluciones de los acelerómetros y los giróscopos de ambas son muy similares, pero el MARG LSM9DS0 no proporciona el valor del ruido que afecta a sus medidas, por lo que se deduce que serán bastante ruidosas y esto empañará su buena resolución.
- Los giróscopos que incorpora el MARG MPU-9250 son de mayor calidad pues su offset es la mitad que el de la LSM9DS0, y aunque este parámetro se puede calcular y restar a la medida entregada, hay que tener en cuenta que varía con la temperatura y que será un parámetro clave para obtener la actitud del sistema, pues cuanto menor sea su valor inicial menor será dicha variación.
- La mayoría de los sensores del MPU-9250 tienen mayor ancho de banda que los del LSM9DS0, excepto los magnetómetros que tienen el mismo.

- Los magnetómetros del LSM9DS0 son superiores a los del MPU-9250.
- El precio del MARG LSM9DS0 es la mitad que el del MPU-9250.

Como ya se comentó, las medidas que intervienen en la estimación de la actitud del sistema son críticas, por lo que el precio de los sensores empleados para obtenerla puede quedar en un segundo plano. Dicho esto, tras sopesar los aspectos más importantes de estos dos MARG se decide emplear el MPU-9250.

5.4.2. Barómetros

Los dos barómetros que se van a comparar a continuación incorporan, además, un sensor de temperatura a cuya lectura se puede acceder. Este sensor de temperatura lo usan para compensar internamente las medidas que entregan. Hay que destacar que se buscará un compromiso entre el barómetro que mejor capte los cambios de altitud y ofrezca mayor ancho de banda. Además, se debe añadir que ninguna de las hojas de datos de los integrados encontrados en el mercado ofrecen información sobre el nivel de ruido del cual se ven afectadas sus medidas, pero en los dos casos más interesantes ambos incluyen filtros paso bajo analógicos para reducirlo.

A continuación se comparan las dos opciones más atractivas que se han encontrado en el mercado:

LPS331AP

Admite los protocolos de comunicación I2C y SPI.

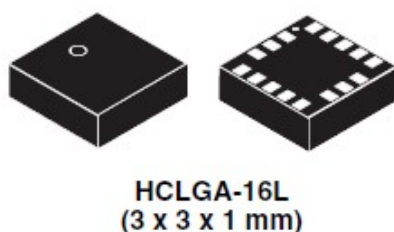


Figura 5.27: Integrado barómetro LPS331AP.

Este sensor devuelve la presión medida como un dato de 24 bits y puede captar cambios de presión de $0.244 \mu\text{bar}$ (0.024 Pa), como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.28.

Pbits	Pressure output data		–	24	–	bits
Pres	Pressure sensitivity		–	4096	–	LSB/ mbar

Figura 5.28: Resolución barómetro LPS331AP.

Como puede observarse en la tabla de la figura 5.29, la máxima frecuencia a la que puede entregar nuevas medidas de presión es de 25 Hz, por lo que como máximo el periodo de muestreo podría llegar a 0.04 ms, lo cual no es muy alentador.

ODR2	ODR1	ODR0	Pressure output data rate	Temperature output data rate
0	0	0	One shot	One shot
0	0	1	1 Hz	1 Hz
0	1	0	7 Hz	1 Hz
0	1	1	12.5 Hz	1 Hz
1	0	0	25 Hz	1 Hz
1	0	1	7 Hz	7 Hz
1	1	0	12.5 Hz	12.5 Hz
1	1	1	25 Hz	25 Hz

Figura 5.29: Output data rate barómetro LPS331AP.

Además, su precio en el momento en el que se realizó esta comparativa era de 9.24 €.

MPL3115A2

Solo admite el protocolo de comunicación I2C, pero puede funcionar en modo barómetro o en modo altímetro. En este último modo realiza internamente la conversión relativa de presión a altura.



Figura 5.30: Output data rate barómetro LPS331AP.

Este sensor devuelve un dato de presión digital de 24 bits y puede captar cambios de presión de 1.5 Pa, como puede apreciarse en la tabla de la figura 5.31. Además, la máxima frecuencia a la que puede entregar nuevas medidas de presión es de 100Hz.

	Pressure/Altitude Resolution ⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾	Barometer Mode	0.25	1.5		Pa
		Altimeter Mode	0.0625	0.3		m
	Output Data Rate	OST ⁽⁶⁾ Mode		100		Hz
		FIFO Mode			1	Hz

Figura 5.31: Propiedades barómetro MPL3115A2.

En modo altímetro puede captar cambios como mínimo de 0.3 m y en el mejor de los casos hasta de 0.0625 m. Y su precio es de 2.72 €.

Tras la comparación de las características de los dos barómetros se deduce:

- La resolución del LPS331AP es superior a la del MPL3115A2, pero los fabricantes no dan información sobre el ruido que afecta a las medidas de ninguno de los dos barómetros, por lo que este parámetro pierde peso en la elección del sensor.
- El ancho de banda del MPL3115A2 es 4 veces mayor que el del LPS331AP, lo que es un buen punto a favor para elegirlo.
- El MPL3115A2 incluye un procesamiento digital con el cual, a partir de la presión de referencia que se le marque en dos de sus registros de 8 bits y la presión que capta, ofrece directamente la altura.
- El MPL3115A2 es 3 veces más barato que el LPS331AP.

Finalmente, y tras las valoraciones anteriores, se ha decidido utilizar el MPL3115A2.

5.4.3. GPS

A continuación, se hace una comparativa entre los dos GPS con mejores prestaciones en cuanto a calidad-precio que se han encontrado en el mercado. Ambos entregan los datos según el protocolo NMEA.

Se debe remarcar que no se va a considerar la posición en x e y como una variable crítica, como podría ser la actitud del sistema, pues la unidad de medición diseñada está pensada para vuelos al aire libre, en los que errores entorno a metros no serán determinantes. Por lo tanto, en la elección del GPS sí tendrá un peso considerable su precio.

Fastrax IT520

El protocolo de comunicación que admite es el RS232 (UART), entrega la posición con una precisión de 1.8 metros y puede entregar nuevos datos con una frecuencia de 1 Hz configurable hasta 10 Hz. Su principal desventaja es el precio 40.75 €.



Figura 5.32: GPS Fastrax IT520.

A2235-H

Admite los protocolos de comunicación I2C, SPI y RS232 (UART), entrega la posición con una precisión de 2.5 metros y puede entregar nuevos datos con una frecuencia de 1 Hz configurable hasta 5 Hz. Su principal ventaja es el precio 15.13 €.

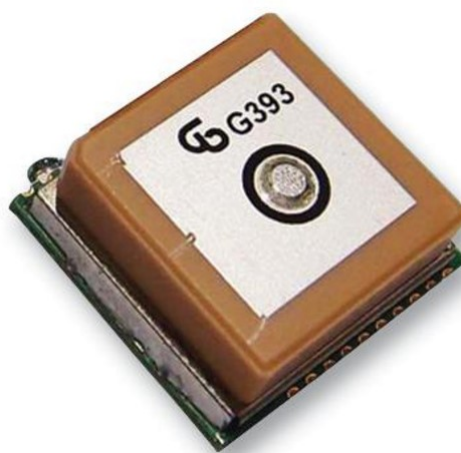


Figura 5.33: GPS maestro A2235-H.

De la comparación de las características de los dos GPSs puede verse como tanto en ancho de banda como en precisión es superior el Fastrax IT520, pero finalmente se ha elegido el A2235-H y no solo por su precio. Aunque el IT520 tenga mayor ancho de banda, no es suficiente para el llegar al periodo de muestreo necesario de una aeronave medianamente rápida, por lo que de todas formas se deberá recurrir a la fusión de este con los acelerómetros del MARG escogido. Además, como ya se comentó antes, una diferencia en la precisión de 0.7 metros no resulta determinante.

5.4.4. Sensores de prestaciones superiores

Como ya se comentó anteriormente, por falta de tiempo ha sido necesario recurrir a dos sensores para estimar la posición y las velocidades lineales del sistema. Estos sensores no están integrados en la Unidad de medición y se presentan a continuación.

Lidar-Lite

Este sensor se empleará para obtener la altura del sistema, hay que tener en cuenta que el sensor está fijado a la aeronave, por lo que los pares que afecten al sistema, y las rotaciones que finalmente estos generen, también afectan al sensor. Es decir, la medida entregada por este está proyectada sobre el sistema de ejes cuerpo.

La forma de estimar la distancia, al suelo o a cualquier objeto, está basada en la medida del tiempo de retardo entre la transmisión de una señal óptica y su recepción. Esta medida del retardo es trasladada a distancia, ya que la velocidad de la luz es conocida.

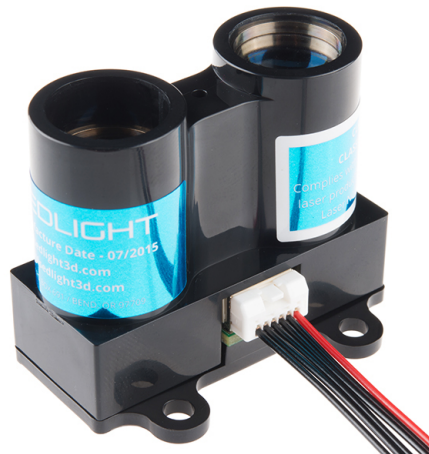


Figura 5.34: Lidar-lite empleado para estimar la altura y la velocidad lineal en z del sistema.

Características fundamentales:

- **Precisión:** Muy preciso, entrega medidas con un error de pico a pico de unos 2 cm.
- **Rango de detección:** Rango bastante amplio, alcanza los 40 metros.
- **Ancho de banda:** Este sensor puede entregar nuevas medidas a una frecuencia máxima de 100 Hz.

Se ha empleado el protocolo I2C para configurar y obtener las medidas del dispositivo, aunque este también entrega la distancia medida mediante una señal PWM con un ciclo de trabajo variable.

Además, se debe tener en cuenta que el dispositivo entrega una medida de la altura en ejes cuerpo, por lo tanto, será necesario proyectar esta medida en ejes tierra, a través de la matriz de rotación, pues es de interés controlar la altura respecto a la superficie terrestre.

Cámara de flujo óptico PX4FLOW

Este sensor es de hardware y software libre, o así lo definen los autores en [20], pero lo cierto es que la documentación aportada es escasa y de mala calidad, por

lo que la puesta a punto de este dispositivo ha sido tediosa. El sensor entrega una estimación de la posición y la velocidad lineal en x e y referidas al sistema de ejes cuerpo, pues está fijado a la aeronave. Para dicha estimación, utiliza un sensor de flujo óptico basado en una cámara de visión CMOS de alta sensibilidad lumínica, gracias a lo cual obtiene buenos resultados tanto en interior como en exterior. Para ejecutar los algoritmos emplea un ARM Cortex M4, que puede ofrecer nuevas medidas a una frecuencia de 250 Hz. Además, este dispositivo incluye giróscopos para compensar en las estimaciones el efecto de las velocidades angulares que afectan a la aeronave. Por otro lado, admite tres protocolos de comunicación; UART, USB e I2C. Este último será el empleado en este trabajo.

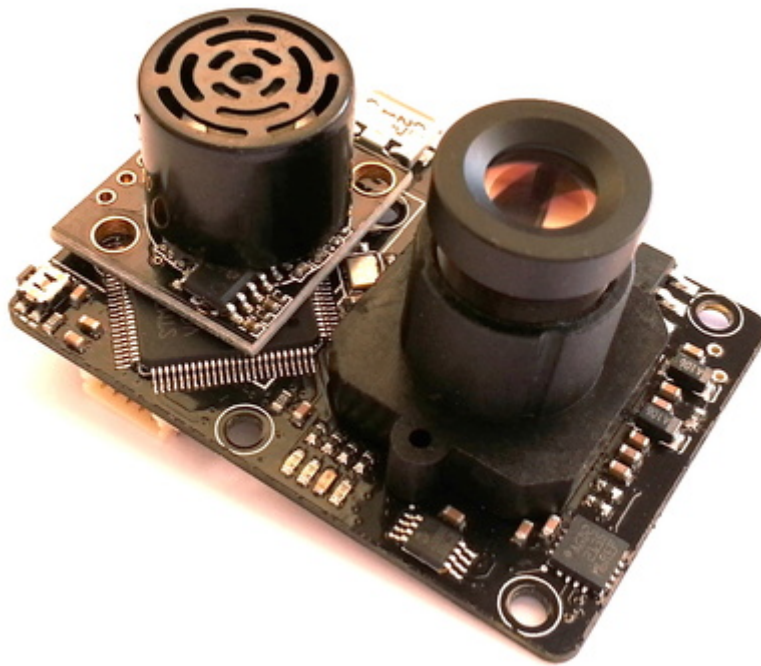


Figura 5.35: PX4FLOW, empleado para estimar la posición horizontal y la velocidad lineal en x e y del sistema.

Como puede apreciarse en la figura 5.35, el dispositivo también emplea un detector ultrasonido para estimar la posición y la velocidad. En este trabajo, este último sensor podría omitirse, ya que se dispone de un Lidar que posee prestaciones muy superiores a las del ultrasonido. Pero como ya se mencionó, la documentación sobre este sensor es muy escasa y se comprobó que sin el ultrasonido el dispositivo no entregaba la medida de las velocidades lineales en x e y , las cuales se integrarán para obtener las posiciones correspondientes. Por lo que no se pudo prescindir del ultrasonido. Eso sí, el escalado de la velocidad estimada por la cámara depende de la distancia al suelo de esta, por lo que en lugar de utilizar la altura captada por el ultrasonido se empleará la estimada por el Lidar. Este escalado se define en [20] mediante la siguiente relación:

$$V_{m,trans} = V \frac{Z}{f} \quad (5.2)$$

donde $V_{m,trans}$ es la velocidad (ya escalada) estimada por el dispositivo, V la velocidad (no escalada) estimada por el dispositivo, Z la distancia al suelo y f la distancia focal de la cámara (0.16 mm).

5.5. Diseño de la Unidad de medición para Vehículos Aéreos no Tripulados

En este apartado, se describirán con detalle los circuitos empleados para poder extraer datos de cada uno de los sensores elegidos para constituir la Unidad de medición. Posteriormente, se expone el diseño de la Unidad de medición para Vehículos Aéreos no Tripulados, cuyo diseño de la PCB ha sido realizada en Eagle.

5.5.1. Circuitos

Este apartado no presenta una dificultad considerable, pues al ser sensores digitales solo se deben seguir bien las indicaciones de los fabricantes.

MPU-9250

El diagrama interno del MARG puede verse en la figura 5.36.

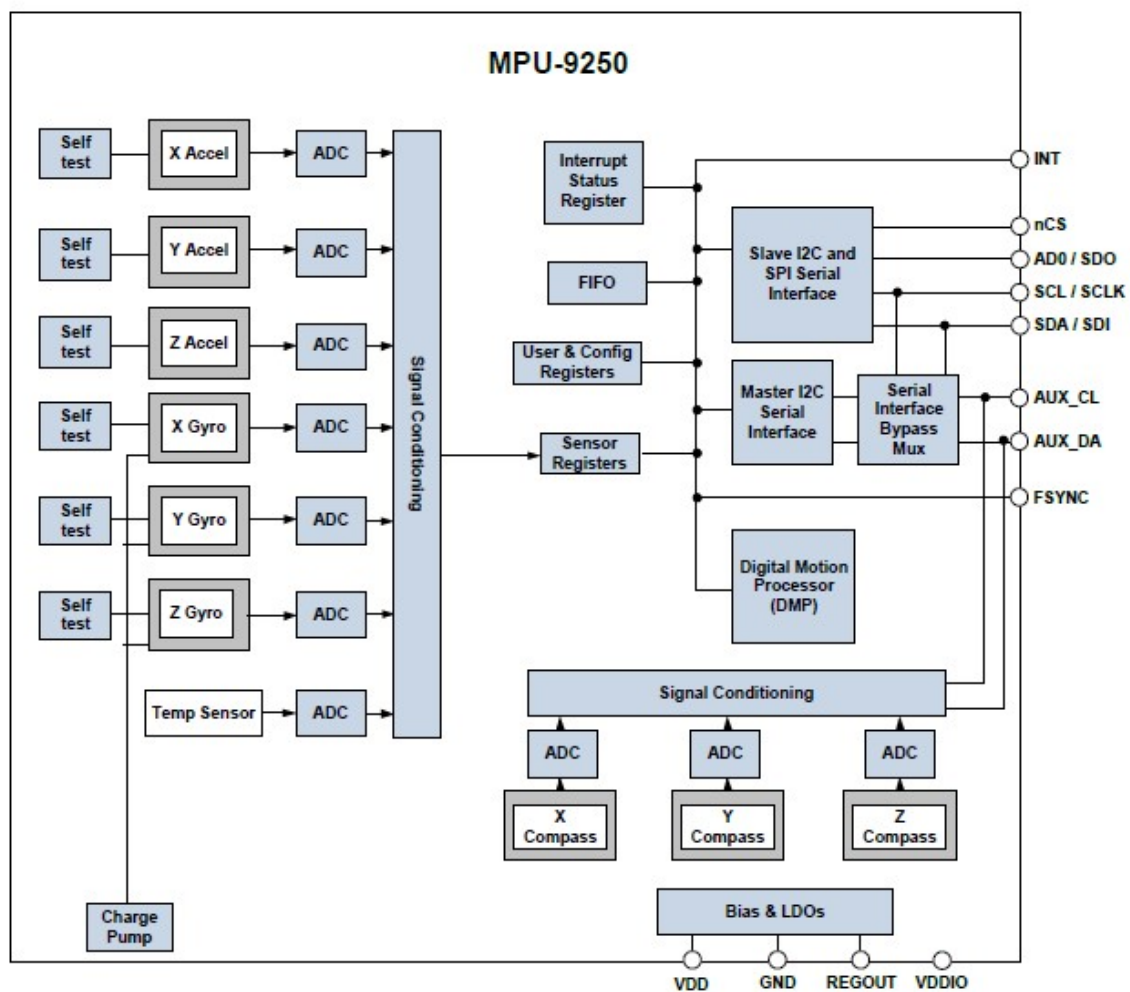


Figura 5.36: Esquema interno MARG.

- Los pines AUX_{CL} y AUX_{DA} pueden ser utilizados para que el MPU-9250 ejerza como master de otros sensores, utilizando el protocolo I2C. A estas líneas es donde está conectado internamente el magnetómetro AK8963 si se quiere acceder a él de manera directa por las líneas SCL y SDA las líneas auxiliares AUX_{CL} y AUX_{DA} deben dejarse sin conectar.
- Si no se utiliza, la entrada de sincronización digital FSYNC debe ir conectada a tierra.
- Cuando se utiliza el protocolo I2C, como es el caso, el pin nCS de selección del protocolo SPI debe ir conectado a 3.3 voltios.
- A través del pin de interrupción INT, el integrado puede indicar que dispone de nuevas medidas para entregar o que han ocurrido otros eventos.
- La tensión de alimentación y la tensión lógica es de 3.3V.

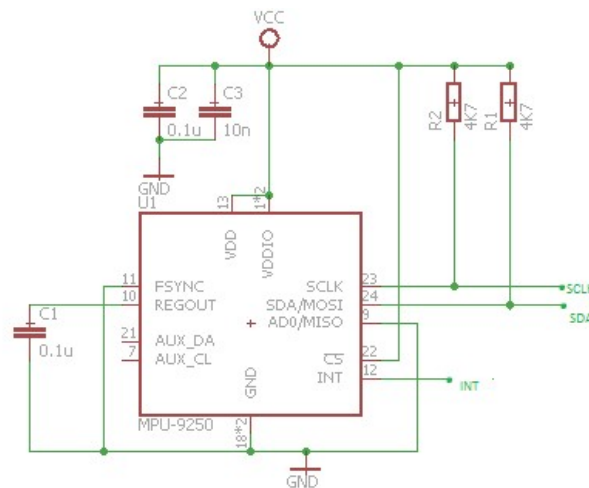


Figura 5.37: Esquemático MARG.

- Las resistencias $R2$ y $R1$ son las resistencias de pull-up necesarias para el protocolo de comunicación I2C, su valor debe estar comprendido, aproximadamente, entre 1 y $10K\Omega$. Esto es así pues, junto con la capacidad de las líneas de cobre forma un filtro paso bajo que afecta directamente a los tiempos de subida y de bajada de las líneas SDA y SCLK, los cuales tienen unos tiempos máximos de establecimiento fijados por el protocolo. Se escogerá, en principio, una resistencia de $4.7K\Omega$, pero si no hubiese disponible ninguna a la hora de fabricar la PCB puede elegirse una dentro del rango anterior.
- El condensador $C1$ lo solicita el fabricante, sin entrar mucho en detalle, como un regulador interno de tensión.
- Los condensadores $C2$ y $C3$ se utilizan para filtrar el ruido de la alimentación del circuito. $C2$ con un valor $0.1\mu F$, se utiliza para suplir posibles caídas de tensión instantáneas de la fuente de alimentación, mientras que $C3$, con un valor de $10nF$, tira a masa el ruido de alta frecuencia que pueda venir de la fuente de alimentación.

MPL3115A2

El diagrama interno del barómetro/altímetro empleado puede verse en la figura 5.38, la tensión de alimentación y la tensión lógica es de 3.3V.

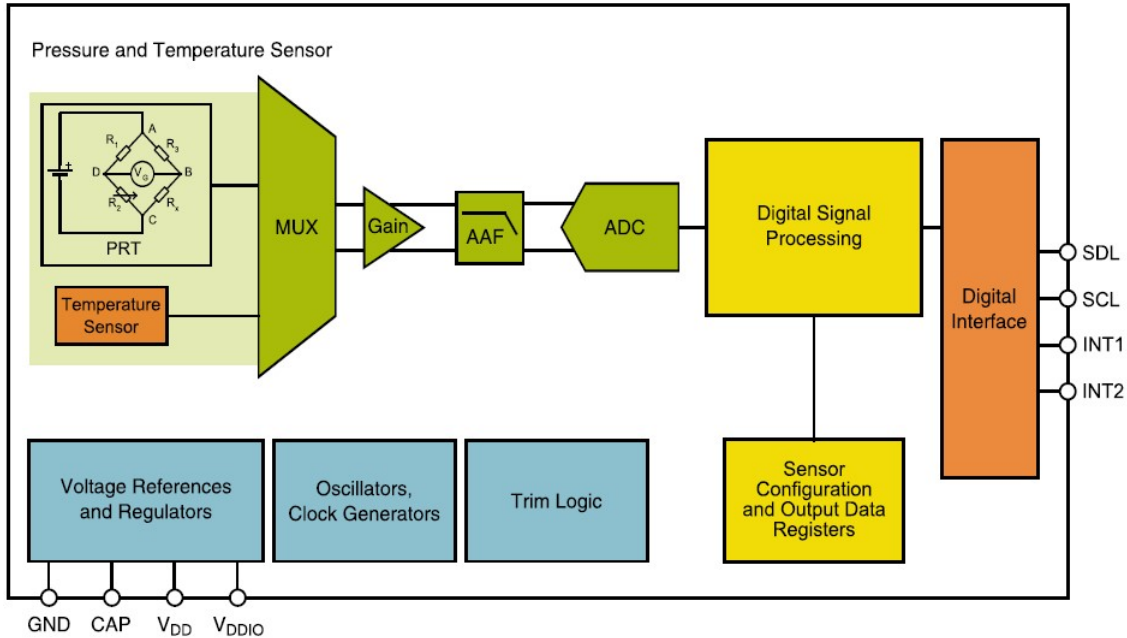


Figura 5.38: Esquema interno barómetro.

Los pines INT1 e INT2 pueden ser utilizados para generar interrupciones desde el microcontrolador.

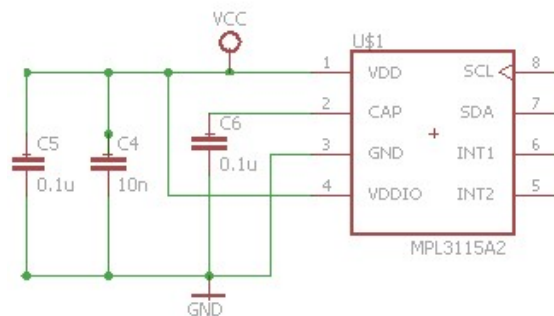


Figura 5.39: Esquemático barómetro.

- Los pines SCL y SDA van conectados a las resistencias $R2$ y $R1$ de la figura 5.37, son las resistencias de pull-up necesarias para el protocolo de comunicación I2C.
- El condensador $C6$ lo solicita el fabricante como un regulador interno de tensión.
- Los condensadores $C4$ y $C5$ se utilizan para limpiar la alimentación del circuito. $C5$ con un valor $0.1 \mu F$, se utiliza para suplir posibles caídas de tensión instantáneas de la fuente de alimentación, mientras que $C4$, con un valor de

10 nF , tira a masa el ruido de alta frecuencia que pueda venir de la fuente de alimentación.

GPS A2335-H

En la figura 5.40 puede verse el esquemático necesario para poner en funcionamiento, seleccionando el protocolo UART, el GPS elegido. El valor de la tensión de alimentación y la tensión lógica es de 3.3 V.

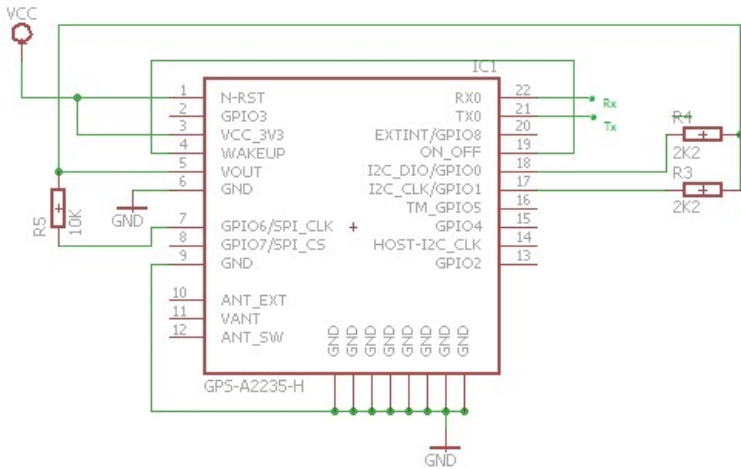


Figura 5.40: Esquemático GPS.

- La resistencia $R5$ selecciona el protocolo de comunicación a emplear, si se colocan 10 $k\Omega$ a 1.8 V (salida que proviene de un convertidor interno del GPS), se selecciona el protocolo UART, tabla de la figura 5.41.

7	GPIO6 CTS (SPI CLK)	Input	Configuration pin for communication mode. 10K to 1.8V for UART mode; leave open for SPI & host port I2C modes. SPI clock pin when module works in SPI mode
8	GPIO7 RTS (SPI CS)	Input	Configuration pin for communication mode. 10K to GND for host port I2C mode; leave open for SPI & UART modes. SPI chip select pin when module works in SPI mode

Figura 5.41: Selección del protocolo de comunicación del GPS A2335-H.

Para seleccionar la velocidad de transmisión de datos se utilizan las dos resistencias de pull-up $R3$ y $R4$, de 2.2 $k\Omega$, como puede verse en la tabla de la figura 5.42.

GPIO 0 (I2C_DIO)	GPIO 1 (I2C_CLK)	Protocol	Baud Rate
Pull high	Pull high	NMEA	4800
Pull high	Pull low	NMEA	9600
Pull low	Pull high	NMEA	38400
Pull low	Pull low	OSP	115200
Remark: Pull high/low =2.2K			

Figura 5.42: Selección velocidad de transmisión, baudios.

- Se conecta el pin WAKEUP al pin ON-OFF para seleccionar el modo auto-arranque.
- Los pines 10, 11 y 12 pueden seleccionarse para utilizar una antena externa (Figura 5.43), pero en este caso se empleará la antena interna que ya incorpora el GPS.



Figura 5.43: GPS A2335-H + antena exterior.

- Los pines GPIO08 y GPIO04 puede utilizarse para provocar interrupciones internas, no están conectados pues el GPS se va a emplear para ir obteniendo nuevas medidas en cuanto estén disponibles.
- El GPIO02 y el GPIO03 deben permanecer sin conectar, según el fabricante.
- A través del GPIO05 se puede obtener la señal interna del reloj utilizada por el microcontrolador que contiene el GPS.
- El Reset (pin 1) se activa a nivel bajo, por lo que se mantendrá a nivel alto tal y como establece el fabricante para el modo auto-arranque.
- TX0 es la salida de datos del GPS al microcontrolador por la cual se transmiten todos los datos del protocolo NMEA.
- RX0 es la entrada de datos del GPS al microcontrolador.
- Los pines 8, 9 y 14 solo se utilizan si se emplea un protocolo de comunicación diferente a la UART (SPI o I2C).

5.5.2. Diseño de la PCB

Tras realizar varios diseños, se ha conseguido reducir a un tamaño óptimo para que pueda integrarse en aeronaves no tripuladas pequeñas. En la figura 5.44, puede verse el esquemático final del prototipo diseñado en este trabajo. Además, se ha añadido un LED indicador (con su correspondiente resistencia de polarización), simplemente para ver si la placa esta alimentada.

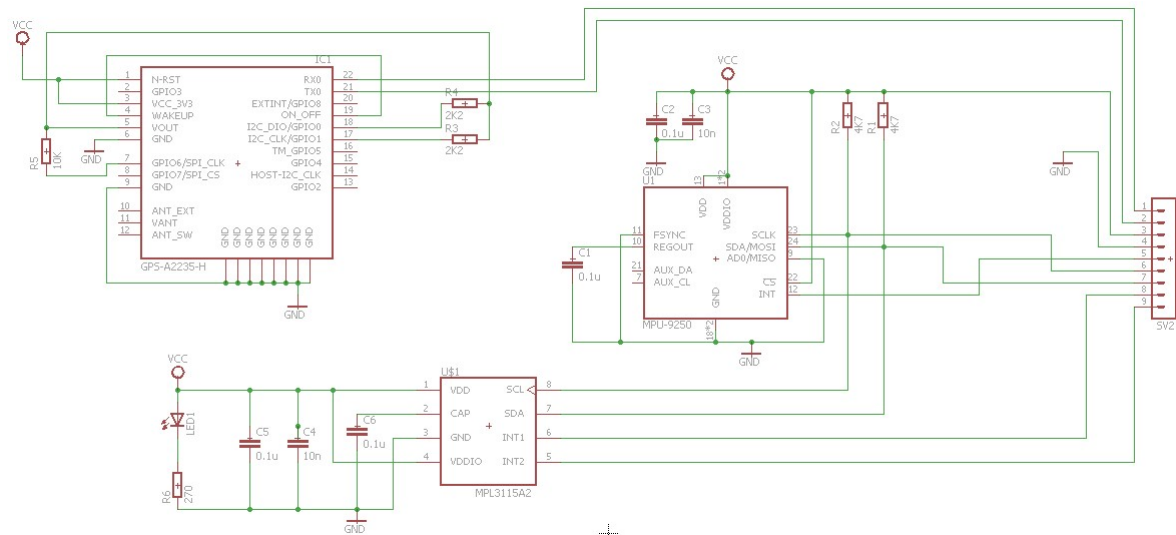


Figura 5.44: Esquemático Unidad de medición de vuelo.

El ancho de la PCB de la PCB, figura 5.45, es de 3.20 cm y mide de largo 7.05 cm.

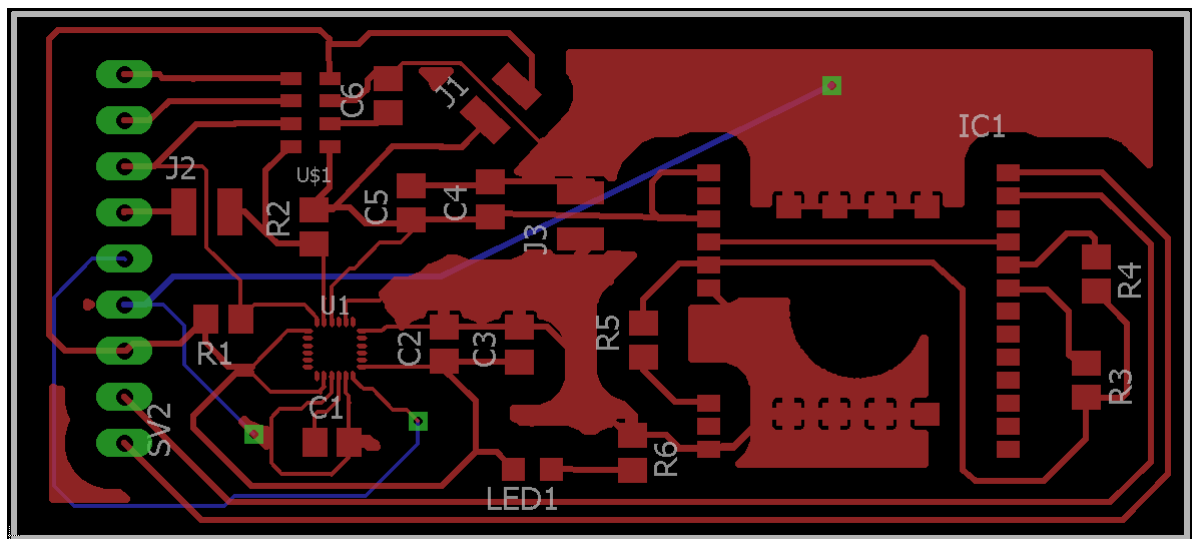


Figura 5.45: PCB Unidad de medición de vuelo.

A continuación, se indica en la tabla 5.1 la correspondencia entre señales y pines de la unidad de medición (desde arriba hacia abajo).

Cuadro 5.1: Pines de la unidad de medición.

Símbolo	Descripción
Pin 1	Señal de petición de interrupción 2 del barómetro.
Pin 2	Señal de petición de interrupción 1 del barómetro.
Pin 3	Señal de datos para la comunicación I2C.
Pin 4	Señal del reloj para la comunicación I2C.
Pin 5	Señal de petición de interrupción del MARG.
Pin 6	GND.
Pin 7	Alimentación, 3.3 V.
Pin 8	Señal de recepción de datos del GPS para la comunicación UART, Tx.
Pin 9	Señal de envío de datos del GPS para la comunicación UART, Rx.

Hay que añadir que, aunque se intentó hacer la PCB a una sola cara resulto imposible, por lo tanto habrá que añadir tras su fabricación tres cables en la parte inferior. Dos de ellos para la señal de masa y uno para la señal de petición de interrupción del MARG.

5.6. Fabricación y test de la unidad de medición

En este apartado, se expondrán el proceso de fabricación que se ha seguido para materializar el prototipo presentado anteriormente. Posteriormente se realizarán los test necesarios a la Unidad de medición. Se fabricaron dos PCBs empleando diferentes métodos. Se debe añadir que la materialización de este prototipo ha sido posible gracias a la ayuda prestada por el grupo de investigación de Diseño de Circuitos Microelectrónicos.

5.6.1. Fabricación de la PCB

Antes de la fabricación fue posible eliminar 2 de las 3 pistas que debían pasar por la cara inferior de la PCB, por lo tanto solo fue necesario añadir un cable en la parte superior, el cual se corresponde con la señal de petición de interrupción del MARG.

En ambos métodos de fabricación la PCB se realiza a partir de una placa virgen, la cual está compuesta por una base de aislante (baquelita, fibra de vidrio, etc...) que lleva adherida una fina capa de cobre conductor en una de sus caras.

Fresadora

Se han utilizado dos fresas en V para el trazado de pistas y pads. Una de diámetro estándar y otra de diámetro más reducido, pues los pads del integrado más pequeño tienen un ancho aproximado de 0.2 mm. En la figura 5.47 puede apreciarse el resultado de este proceso de fresado.

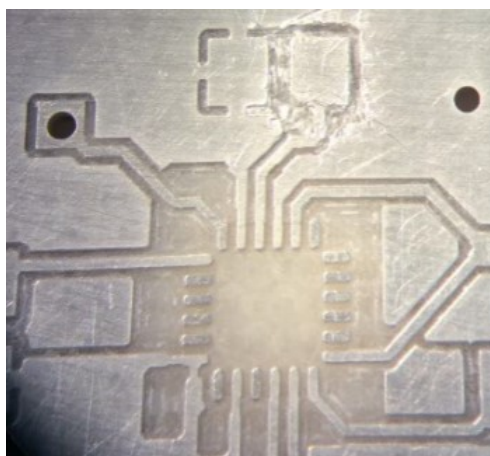


Figura 5.46: Pads de la unidad de medición inercial.

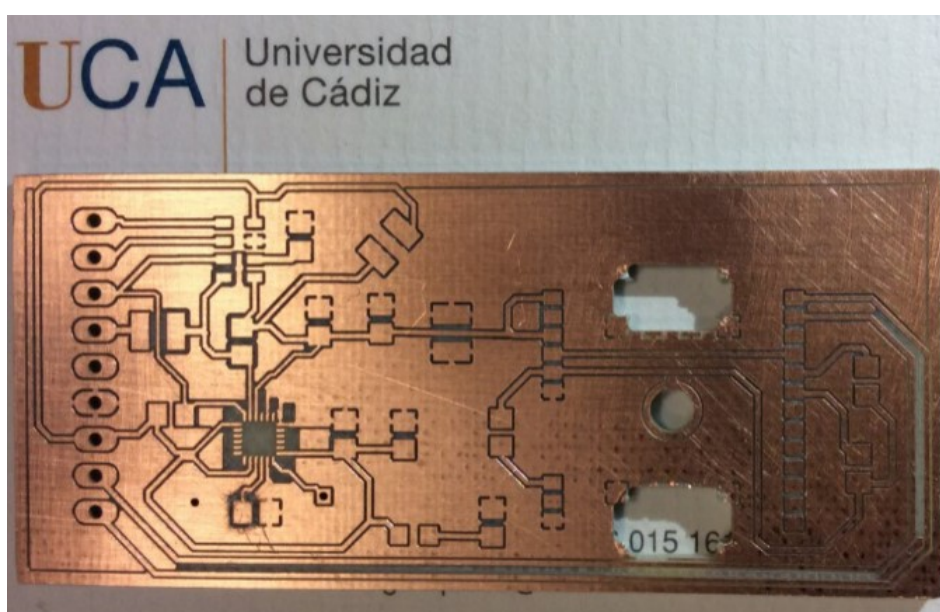


Figura 5.47: PCB fresadora.

El principal problema de este método es que la placa queda con mucho cobre innecesario (si no se quiere realizar un fresado excesivo), el cual durante el proceso de soldadura manual facilita que se produzcan uniones en zonas indeseadas.

Tras el fresado, la PCB es sometida a un proceso químico de sedimentación de estaño, mediante el cual se deposita sobre el cobre una fina capa de estaño, para facilitar la soldadura y proteger al cobre de la oxidación (figura 5.48).



Figura 5.48: PCB estañada.

La placa, mostrada en la figura 5.48, está lista para proceder a la soldadura de los componentes. Los dos agujeros de mayor tamaño se realizaron para poder acceder a 8 pads de la parte inferior del GPS.

Por insolación

Se debe sacar un positivo de la PCB diseñada en EAGLE.

- 1- Se comienza limpiando la placa virgen de cobre, ya que la adherencia de la película fotosensible depende de la rugosidad de la superficie.
- 2- Se imprime el fotolito en formato negativo sobre una transparencia, la cual actuará como una “calcomanía” sobre el film fotosensible. De esta forma, al someter a la placa al proceso de revelado mediante UV-A solo las zonas descubiertas de la PCB quedarán protegidas (pistas y pads).
- 3- Se retira el fotolito y se somete a la PCB a un proceso de ataque químico mediante ácido, el cual se comerá todo el cobre que no forme parte de alguna pista o pad. El tiempo de ataque del ácido es determinante, pues si se supera un tiempo crítico el ácido comenzará a atacar a las pistas por sus bordes y la PCB quedará inservible.
- 4- Por último, la PCB es sometida a un proceso químico de sedimentación, mediante el cual se deposita sobre el cobre una fina capa de estaño, que facilitará la soldadura y protegerá al cobre de la oxidación.

El resultado de este proceso puede verse en la figura 5.49.



Figura 5.49: PCB procedimiento insolación estañada.

La principal ventaja de este método, sobre el anterior, es que la PCB queda mucho más limpia y con esto la soldadura manual sería mucho más cómoda. El contra, es que se debe controlar muy bien el tiempo de atacado del ácido. Además, a la PCB de la figura 5.49 se le aplicó una máscara de soldadura, la cual minimiza enormemente el riesgo de generar cortocircuitos durante el proceso de soldadura manual, figura 5.50.

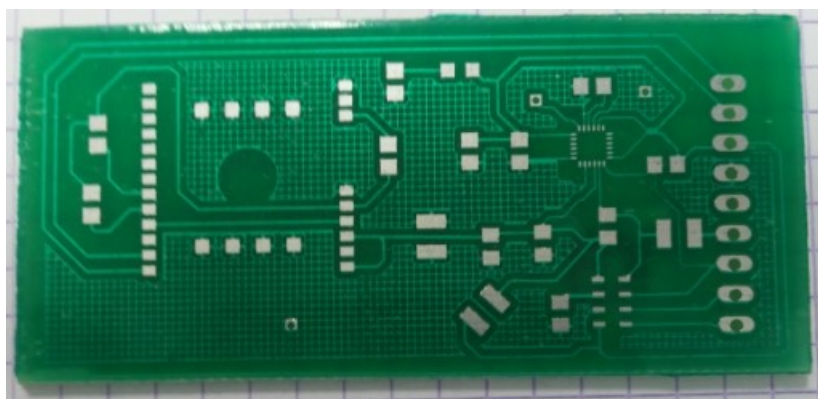


Figura 5.50: PCB tras aplicar máscara de soldadura.

Hay que destacar que, aunque la PCB de la figura 5.50 es muy superior a la obtenida por fresado, desde el punto de vista de futuras soldaduras manuales, se usó esta última. Esto se debió a la falta de tiempo, ya que la PCB de la figura 5.50 estuvo disponible una semana más tarde que la obtenida por fresado.

Dicho esto, se comenzó soldando el MARG con un soldador de punta fina, cuyos pads fueron estañados previamente, al igual que el resto de integrados (figura 5.51). El tamaño del MARG es de 3x3mm y en cada uno de sus lados dispone de 6 pads, por lo que para esta soldadura, y la mayoría, fue necesario hacer uso del microscopio del laboratorio del grupo de investigación de Diseño de Circuitos Microelectrónicos.

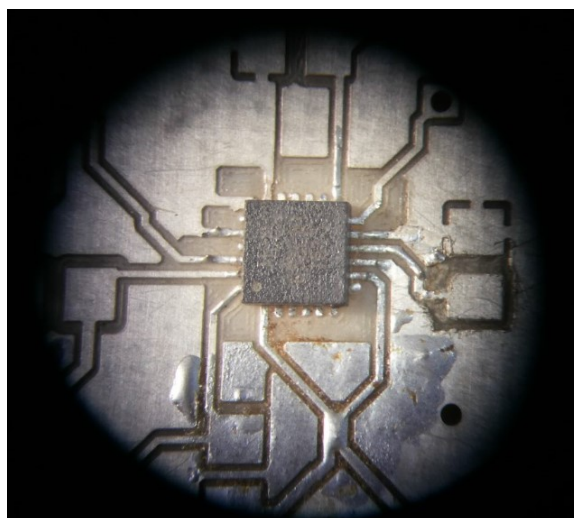


Figura 5.51: MARG soldada.

Tras esta soldadura se pasó al barómetro, el cual al no tener pads en los laterales, solo en la parte inferior, se soldó aplicando calor a las pistas cercanas a los pads (refusión). Tras él se soldó el GPS, las resistencias, los condensadores y el LED indicador.

En la primera prueba de la PCB solo funcionaba el LED, algo poco alentador. Tras repasar los pines del GPS se comprobó que faltaba un punto de soldadura, se solucionó y el GPS ya estaba operativo. A continuación, se comprobó si las señales de reloj y de datos del IC2 cambiaban en la PCB al mandar datos desde el microcontrolador utilizado. Al confirmarse que las líneas estaban operativas era casi seguro que el fallo estaba en la soldadura del barómetro y del MARG. Por ello, se aislaron MARG y barómetro, primero uno y después otro, de la comunicación del IC2 para comprobar si funcionaban por separado. Negativo, seguían sin responder al intentar leer un registro en el cual se había escrito un dato.

Pero finalmente, tras someter estos dos a un proceso de refusión, se consiguió que funcionasen correctamente, quedando así la PCB completamente operativa (figura 5.52).

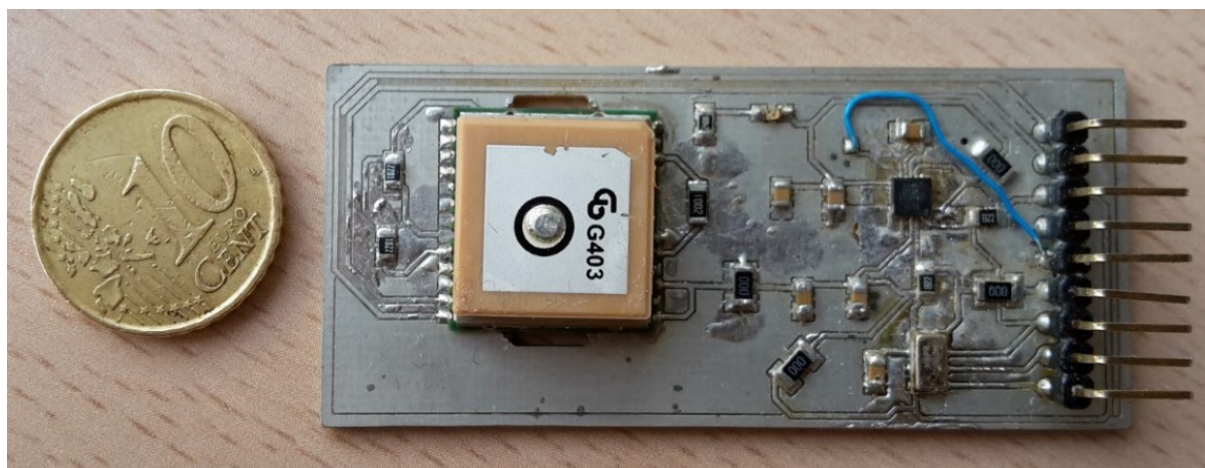


Figura 5.52: PCB finalizada y operativa, comparativa moneda 10 céntimos.

5.6.2. Test de la unidad de medición

En este apartado, se expondrán las medidas obtenidas de cada uno de los sensores empleados.

Barómetro

En la figura 5.53 puede verse la presión captada por el barómetro en reposo. Como puede apreciarse si se amplía la imagen, la presión varía en decenas de pascales. Es decir, será necesario reducir mucho el ruido si se pretende emplear únicamente este sensor para estimar la altura del sistema.

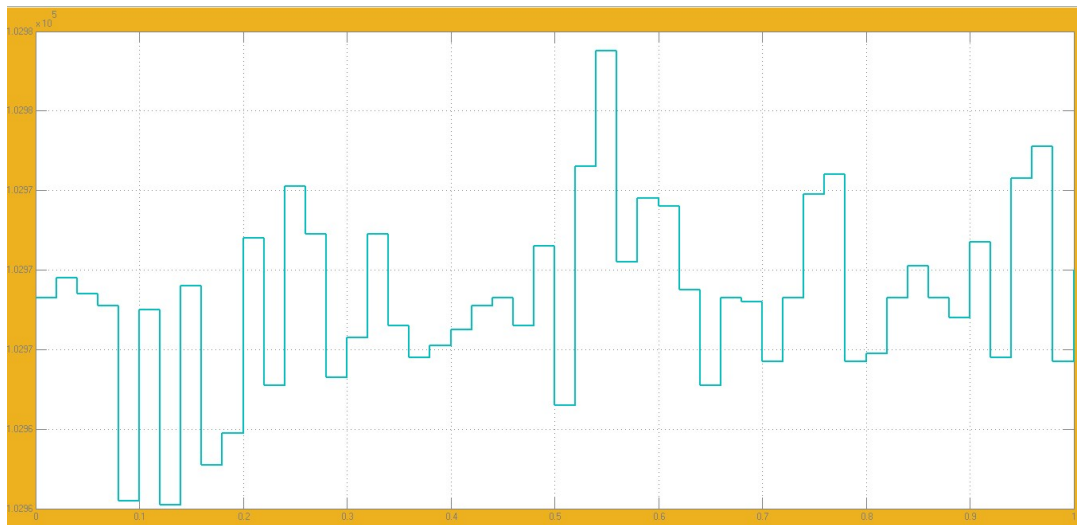


Figura 5.53: Presión medida en reposo.

Estas variaciones de presión se traducen en unas variaciones de hasta 3 metros en la altura marcada por el barómetro, funcionando en modo altímetro con una frecuencia de muestreo de 100 Hz, figura 5.54.

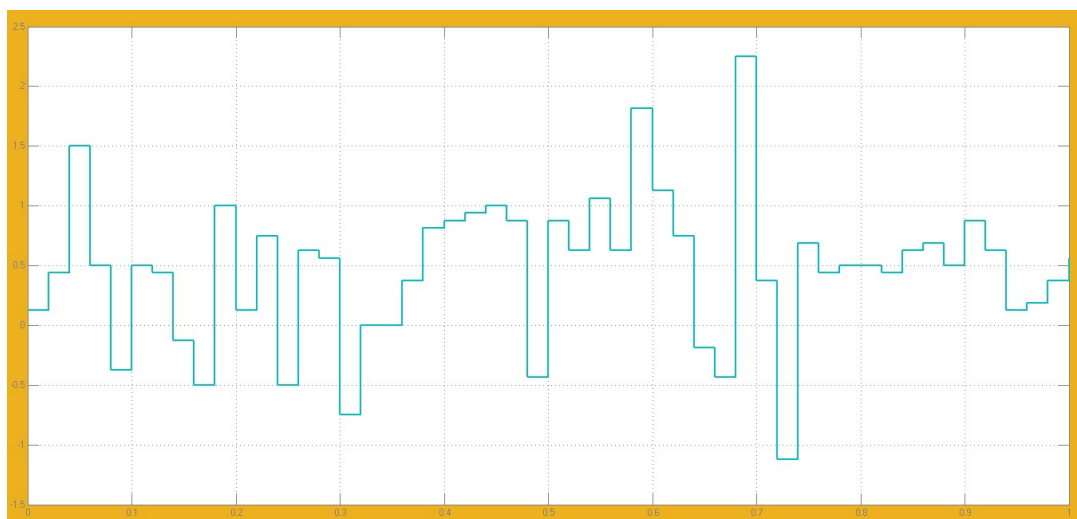


Figura 5.54: Altura medida en reposo.

En la figura 5.55 se ha aumentado el periodo de muestro, con lo cual el barómetro internamente puede hacer un promedio de un mayor número de medidas que en la figura 5.54. Es decir, se obtiene un dato nuevo cada 1.258 s obtenido mediante un promedio de 64 medidas internas. Además, se ha sometido a la PCB a un cambio de -1.75 metros, a los 10 s, a los 30 s se vuelve a los 0 metros y a los 50 s se vuelve a bajar 1.75 metros. También se ha implementado un filtro paso bajo, cuya constante de tiempo efectiva es de 2 segundos y un filtro de Kalman en el cual no se ha tenido en cuenta la dinámica del sistema, solo la varianza de medidas experimentales obtenidas anteriormente.



Figura 5.55: Altura entregada por el barómetro (—), filtro paso-bajo (—) y filtro Kalman (—).

Hay que añadir que en esta prueba no se ha tenido en cuenta la dinámica del sistema pues no tendría sentido, ya que la PCB no está montada sobre el mismo. Se espera que la estimación del filtro de Kalman mejore mucho cuando se tenga en cuenta dicha dinámica, ya que se dispone de un buen modelo de un quadrotor que ha sido caracterizado particularmente para el sistema empleado en este trabajo.

En la figura 5.56, puede apreciarse como varía la temperatura entregada por el barómetro al tocar el integrado.

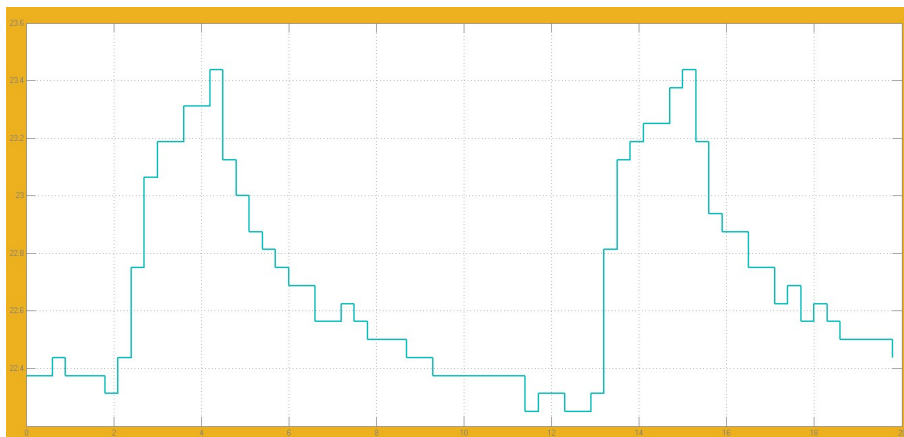


Figura 5.56: Temperatura medida por el sensor interno del barómetro.

GPS

En la figura 5.57, puede verse el código NMEA recibido del GPS a través de la UART, con un periodo de muestreo de 1 segundo.

```
$GPGGA,114117.000,3632.2756,N,00612.1340,W,1,04,2.2,23.5,M,48.6,M,,0000*76
$GPGSA,A,3,30,05,09,23,,,,,,,,,3.8,2.2,3.1*35
$GPRMC,114117.000,A,3632.2756,N,00612.1340,W,0.98,155.49,080216,,,A*7E
$GPGGA,114118.000,3632.2760,N,00612.1338,W,1,04,2.2,24.2,M,48.6,M,,0000*73
$GPGSA,A,3,30,05,09,23,,,,,,,,,3.8,2.2,3.1*35
$GPGSV,3,1,12,30,60,157,16,05,36,310,17,09,35,053,23,23,05,065,10*73
$GPGSV,3,2,12,02,53,263,20,06,43,191,04,07,62,080,04,57,64,196,*77
$GPGSV,3,3,12,12,62,152,,04,52,228,,22,26,069,,29,00,317,*75
$GPRMC,114118.000,A,3632.2760,N,00612.1338,W,2.26,101.27,080216,,,A*75
$GPGGA,114119.000,3632.2764,N,00612.1338,W,1,04,2.2,24.2,M,48.6,M,,0000*76
$GPGSA,A,3,30,05,09,23,,,,,,,,,3.8,2.2,3.1*35
$GPRMC,114119.000,A,3632.2764,N,00612.1338,W,1.75,76.61,080216,,,A*46
$GPGGA,114120.000,3632.2768,N,00612.1338,W,1,04,2.2,24.1,M,48.6,M,,0000*73
$GPGSA,A,3,30,05,09,23,,,,,,,,,3.8,2.2,3.1*35
$GPRMC,114120.000,A,3632.2768,N,00612.1338,W,2.05,59.48,080216,,,A*42
$GPGGA,114121.000,3632.2773,N,00612.1341,W,1,04,2.2,24.2,M,48.6,M,,0000*75
$GPGSA,A,3,30,05,09,23,,,,,,,,,3.8,2.2,3.1*35
$GPRMC,114121.000,A,3632.2773,N,00612.1341,W,2.58,43.14,080216,,,A*4D
$GPGGA,114122.000,3632.2773,N,00612.1342,W,1,04,2.2,24.5,M,48.6,M,,0000*72
$GPGSA,A,3,30,05,09,23,,,,,,,,,3.8,2.2,3.1*35
$GPRMC,114122.000,A,3632.2773,N,00612.1342,W,0.84,43.14,080216,,,A*4E
$GPGGA,114123.000,3632.2771,N,00612.1344,W,1,05,1.4,24.3,M,48.6,M,,0000*75
$GPGSA,A,3,30,06,05,09,23,,,,,,,,,2.9,1.4,2.5*33
$GPGSV,3,1,12,30,60,157,17,06,43,191,09,05,36,310,16,09,35,053,22*75
$GPGSV,3,2,12,23,05,065,09,02,53,263,20,07,62,080,09,57,64,196,*78
$GPGSV,3,3,12,12,62,152,,04,52,228,,22,26,069,,29,00,317,*75
$GPRMC,114123.000,A,3632.2771,N,00612.1344,W,1.21,34.76,080216,,,A*41
$GPGGA,114124.000,3632.2767,N,00612.1340,W,1,05,1.4,24.2,M,48.6,M,,0000*70
$GPGSA,A,3,30,06,05,09,23,,,,,,,,,2.9,1.4,2.5*33
$GPRMC,114124.000,A,3632.2767,N,00612.1340,W,2.32,65.68,080216,,,A*4F
$GPGGA,114125.000,3632.2763,N,00612.1334,W,1,04,2.2,24.2,M,48.6,M,,0000*72
$GPGSA,A,3,30,05,09,23,,,,,,,,,3.8,2.2,3.1*35
```

Figura 5.57: Código NMEA enviado por el GPS.

Entre otras, el GPS envía latitud, altitud, número de satélites disponibles, número de satélites empleados, orientación de estos satélites respecto al horizonte, hora central (reloj atómico), etc...

El acondicionamiento de la información entregada por el GPS se hará en una etapa posterior a este trabajo, pues lo primero es centrarse en obtener una buena estimación de la altura y la actitud del sistema. Además, en este trabajo se obtendrá una buena estimación de la posición en x e y utilizando el sensor de flujo óptico ya presentado (PX4FLOW).

MARG

Del MARG se han obtenido medidas de las aceleraciones, velocidades angulares y campo magnético, cada una de ella en los tres ejes del sistema. En el momento en el que se realizó el test a la Unidad de medición, la medida del campo magnético no se había llegado a ajustarse de forma fina, por ello no se mostrarán los resultados

en este apartado, aunque hay que añadir que actualmente los magnetómetros están completamente operativos. Además, como ya se comentó el MARG dispone de un sensor de temperatura interno del cuya medida está disponible.

En la figura 5.58, puede observarse como varían las medidas de los 3 acelerómetros del MARG al girar esta de 90 en 90 grados. Se observa como la aceleración debida a la gravedad va cambiando de eje.

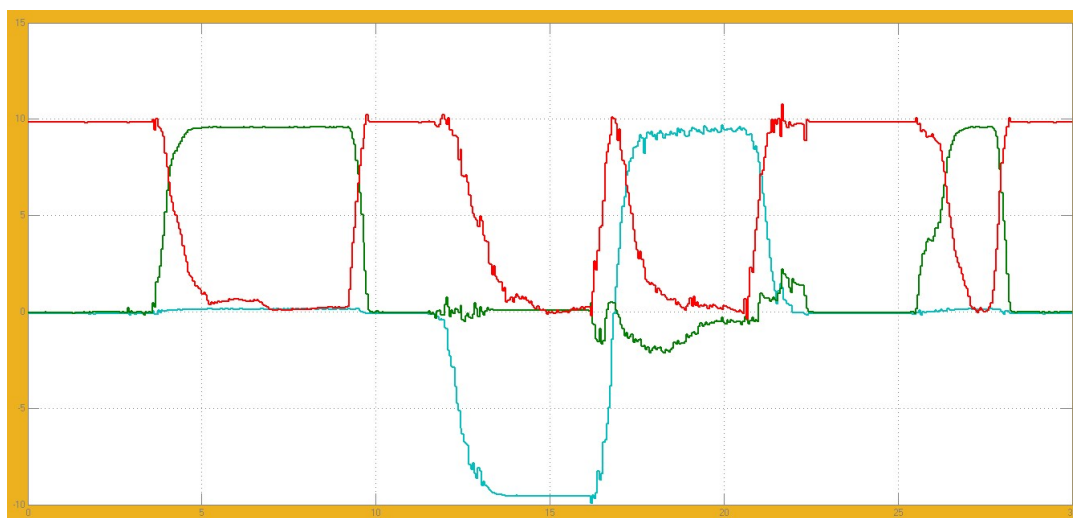


Figura 5.58: Variación de la componente de la gravedad, MARG.

En la figura 5.59, puede verse la variación de las velocidades angulares obtenidas del MARG al someter al sistema a diferentes giros en cada eje.

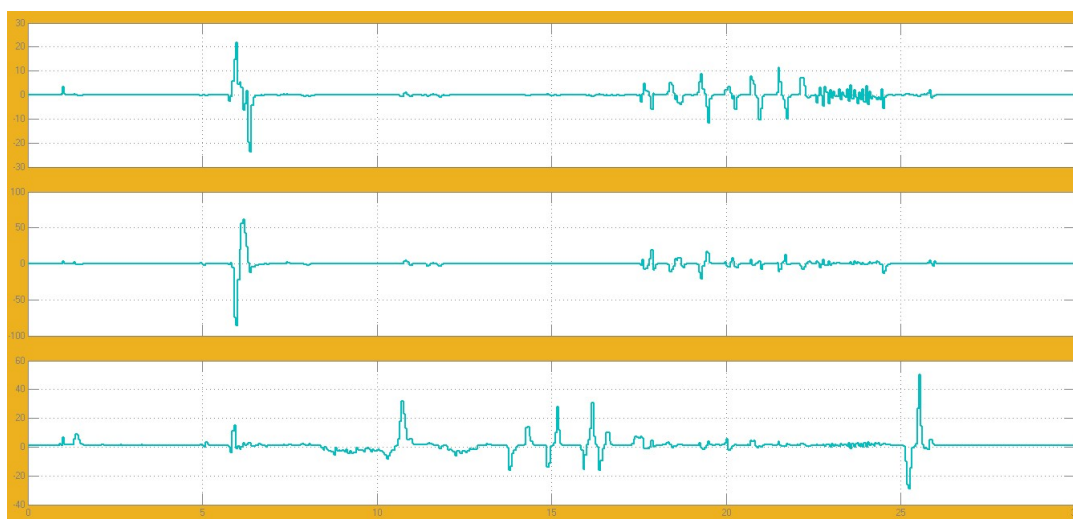


Figura 5.59: Variación de velocidades angulares medidas por la MARG.

Por último, en la figura 5.60 puede observarse como varía la temperatura entregada por el MARG al tocar el integrado.

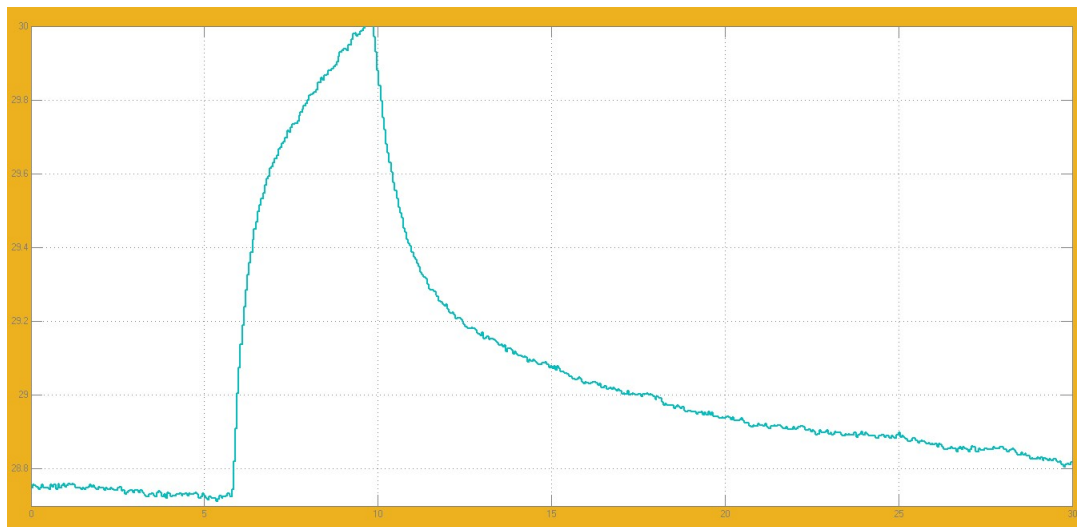


Figura 5.60: Temperatura entregada por el MARG.

Todas las medidas de los sensores se han recogido empleando las bibliotecas de funciones desarrolladas en lenguaje C, en las cuales se definen las direcciones de memoria de todos los registros que se van a utilizar en cada sensor y las funciones necesarias. Además, para enviar las medidas mostradas al PC se ha empleado una biblioteca que recoge funciones para el USB del microcontrolador LPC4078, la cual ha sido facilitada por uno de los directores de este trabajo, debido a la complejidad de este protocolo.

Por otro lado, la recepción de las medidas y su correspondiente graficado se ha realizado a través de varias interfaces desarrolladas en Simulink, como la mostrada en la figura 5.61. Los bloques utilizados para esto se presentarán en un capítulo posterior, donde se desarrolla el Hardware-In-the-Loop.

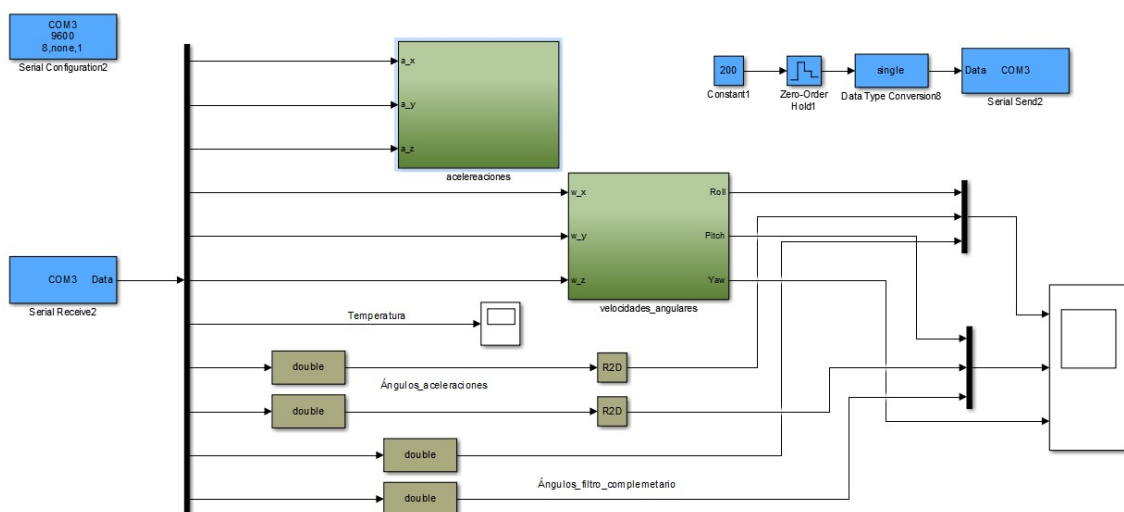


Figura 5.61: Interfaz en Simulink para el MARG.

Como puede apreciarse, la Unidad de medición para vehículos aéreos no tripulados funciona correctamente, por lo que será la encargada en este trabajo, de obtener

la actitud del sistema. El posicionamiento del sistema se obtendrá a partir de los sensores auxiliares ya presentados (Lidar y PX4FLOW). Quedando así planteada, como una de las líneas futuras de este trabajo, conseguir una buena fusión de sensores entre los acelerómetros del MARG, el barómetro y el GPS, para así estimar con estos la posición y las velocidades lineales del sistema y poder prescindir de los sensores auxiliares, mucho menos económicos que los que componen la Unidad de medición.

Capítulo 6

Estimación de variables de estado

6.1. Introducción

En un primer planteamiento de este proyecto, se fijó como objetivo realizar una buena fusión de todas las medidas obtenidas de la Unidad de medición presentada en el capítulo anterior, solucionando así las desventajas que cada sensor posee. Pero posteriormente, se decidió rebajar dicho objetivo, pues el alcance del proyecto era inabordable para un trabajo fin de grado. Como ya se ha comentado anteriormente, la obtención de la posición y las velocidades lineales a partir de esta Unidad de medición se deja abierta para futuros trabajos.

Por lo tanto, en este apartado solo se desarrollan los algoritmos de estimación y fusión necesarios para obtener las ocho variables de estado que se necesitan para realizar la maniobra del hover.

El desarrollo de este capítulo es el siguiente:

- Se comienza con la estimación de la altura y la velocidad lineal en z , ambas referidas al sistema de ejes tierra. Para ello, se realiza una introducción al concepto de observador de estado.
- Posteriormente, se reducirá el modelo no lineal de diseño, para en función de este realizar un filtro de Kalman estacionario con el que filtrar la medida obtenida de la altura y estimar la velocidad lineal en z .
- Se abordará el problema de estimar la actitud del sistema, presentando las principales alternativas que se emplean en diferentes artículos y proyectos directamente relacionados con este TFG.
- Una vez decidido el algoritmo de estimación de la actitud a emplear, será necesario realizar una introducción a los fundamentos matemáticos en los que este se basa, los cuaterniones.
- Por último, se expondrá detalladamente el funcionamiento del algoritmo de estimación de la actitud del sistema.

6.2. Estimación de la altura y velocidad lineal en z , ambas referidas a ejes tierra

Como ya se concluyó en el capítulo de diseño de controladores, el controlador que se empleará para realizar la maniobra del hover será un LQR con acción integral. Las variables de estado necesarias para realizar este control son ocho y ya han sido presentadas. En este apartado nos centraremos en las dos variables que se necesitan para el control de la altura referida al sistema de ejes tierra. Estas son la propia altura y la velocidad lineal en z . Tras realizar una búsqueda de como afrontan en artículos de investigación y en otros proyectos este problema se llegó a la conclusión que todos los que planteaban el control LQR de un quadrotor no llegaban a implementarlo en el sistema real. Estos ([1], [14] y [15]) se quedaban en la simulación del control del modelo matemático del sistema, suponiendo que se disponían de estas variables para la realimentación del vector de estado. Esto puede deberse a que no se dispone en el mercado de un sensor que proporcione la velocidad lineal en z del sistema con la calidad necesaria. La mayoría de los artículos que realizaban el control del sistema real empleaban controladores PID ([5] y [16] y [17]), por lo que la velocidad lineal en z la obtienen derivando la posición en z y aplicándole posteriormente un filtro paso bajo a la acción derivada. Ya que, al derivar, el ruido de alta frecuencia se amplifica muchísimo. Pero, como contrapartida de este método, la acción derivada contiene cierto desfase con respecto a la acción proporcional e integral. Este retraso es introducido por el filtro paso-bajo aplicado a la acción derivada, por lo que la calidad del control de la altura del sistema siempre estará comprometida por esta desventaja.

En este proyecto se plantea una solución propia a este problema. Se estimará la velocidad en z , teniendo en cuenta la dinámica del sistema, mediante un filtro de Kalman estacionario desarrollado a partir de una reducción del modelo matemático de diseño presentado en el capítulo 4. Este filtro, además de estimar la velocidad lineal en z , también filtrará el ruido que contenga la medida de la altura. Como se verá más adelante, esta solución es bastante aceptable en cuanto a coste de cómputo del microcontrolador y en la calidad del control conseguido con las variables estimadas. Dicho esto, se comienza este apartado presentado los fundamentos teóricos de los observadores de estado.

6.2.1. Observadores de estado

Hasta este capítulo se ha supuesto que todas las variables de estado estaban disponibles para su realimentación, pero como ya se ha comentado esto no es cierto. Por lo tanto, será necesario estimar las variables de estado que no están disponibles. Un dispositivo que estima las variables de estado se denomina observador, como bien detalla el autor en [10]. Estos pueden ser empleados para estimar todas las variables de estado, observador de orden completo, para estimar una parte de las variables de estado, observador de orden reducido, o para estimar solamente las variables de estado que no estén disponibles, observador de estado de orden mínimo.

Un observador estima las variables de estado basándose en las mediciones de las

variables de salida y el valor de las señales de control. Para que pueda aplicarse un observador de estado es necesario que el sistema cumpla la condición de observabilidad.

Se define ahora un sistema lineal invariante en el tiempo según el siguiente modelo matemático, cuyas variables ya se han presentado en capítulos anteriores.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (6.1)$$

$$y = Cx$$

El modelo matemático del observador es, básicamente, el modelo del sistema lineal dotado de un término adicional que contiene el error de estimación (incluido el error inicial) para compensar las imprecisiones, entre el sistema real y el modelo matemático. El error de estimación es la diferencia entre la salida medida y la salida estimada por el observador.

$$\frac{d\tilde{x}}{dt} = A\tilde{x} + Bu + K_e(y - C\tilde{x}) \quad (6.2)$$

donde \tilde{x} es el estado estimado, $C\tilde{x}$ la salida estimada y K_e es la matriz de ganancia del observador, matriz de ponderación al término de corrección que involucra la diferencia entre la salida estimada y la salida medida. Gracias a este último término, se corrige de forma continua el vector estimado del observador, mejorando el comportamiento del observador.

En la figura 6.1 puede observarse el diagrama de bloques de un observador de estado de orden completo y del sistema observado.

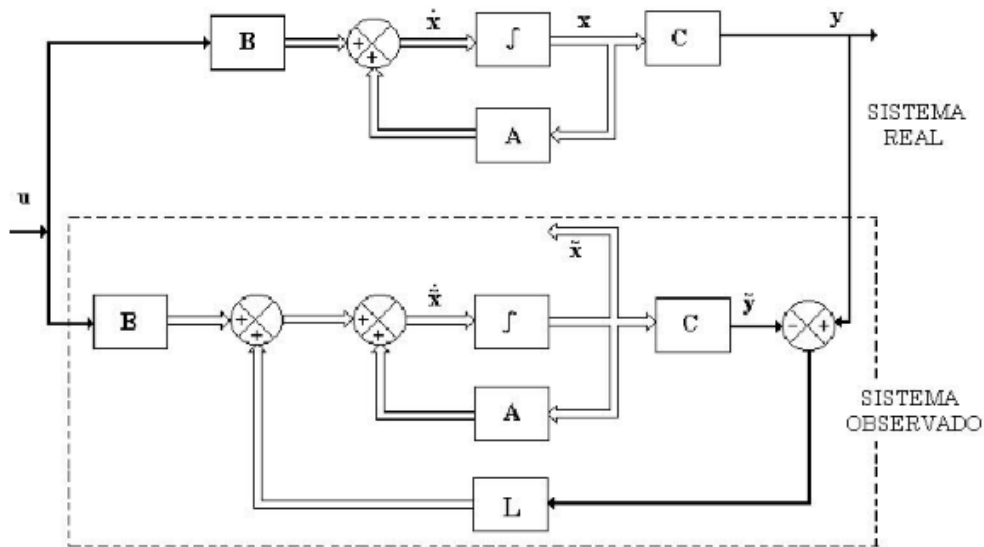


Figura 6.1: Diagrama de bloques observador de estado de orden completo.

El observador empleado en este trabajo es un observador de orden completo, ya que se pretende estimar la velocidad y filtrar la posición medida.

Observador de estado de orden completo

La ecuación del error cometido por el observador en la estimación se obtiene restando la ecuación 6.2 a la ecuación 6.1, obteniéndose:

$$\frac{dx}{dt} - \frac{d\tilde{x}}{dt} = Ax - A\tilde{x} + K_e(Cx - C\tilde{x}) \quad (6.3)$$

Se define la diferencia entre el vector de estado y el vector estimado como el vector error e :

$$e = x - \tilde{x} \quad (6.4)$$

Sustituyendo esta última ecuación en la ecuación 6.3 se obtiene:

$$\frac{de}{dt} = (A - K_e C)e \quad (6.5)$$

Al resolver la ecuación diferencial anterior se obtiene:

$$e(t) = e^{(A - K_e C)t} e(0) \quad (6.6)$$

donde $e(0)$ se corresponde con el error inicial entre el vector de estado y el vector de estado estimado.

Como puede apreciarse en la ecuación 6.6, la estabilidad y las características de la respuesta transitoria del error cometido por el observador dependerán de los valores característicos de la matriz $(A - K_e C)$. Si estos valores son los adecuados la matriz $(A - K_e C)$ se convierte en una matriz asintóticamente estable, por lo que el vector de error convergerá a cero para cualquier valor del vector de error inicial. Para ello, se deben fijar los valores propios (polos del observador) de la matriz $(A - K_e C)$ en el semiplano izquierdo. Además, estos polos deben ser lo suficientemente rápidos para asegurar que el error de estimación converge a cero con una velocidad adecuada.

Si el sistema es completamente observable se pueden colocar los valores característicos de la matriz $(A - K_e C)$ en cualquier posición deseada. El problema de obtener una matriz de ponderación, K_e , del factor de corrección que coloque los polos del observador en una posición deseada es el problema dual al de obtener la matriz K_c que coloque los polos del sistema en lazo cerrado en una posición deseada. Por lo tanto, para resolver este problema pueden emplearse los mismos métodos que los empleados para el diseño del controlador, teniendo especial cuidado con las dimensiones de las matrices (se deberán emplear las traspuestas).

Observador de estado óptimo, filtro de Kalman estacionario

Este observador está justificado si sobre el sistema a controlar actúan perturbaciones del tipo estocástico, tanto sobre el proceso como sobre la medida. Dicho esto, las ecuaciones del sistema lineal anterior pueden redefinirse como:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu + Tv_1 \\ y &= Cx + v_2 \end{aligned} \quad (6.7)$$

donde v_1 y v_2 representan el ruido estocástico que afecta al sistema y a la medida, en este orden. La media de estas señales es cero y están incorreladas.

La covarianza de cada una de ellas viene dada por:

$$\begin{aligned} V_1 &= E[v_1, v_1^T] \\ V_2 &= E[v_2, v_2^T] \\ Q &= TV_1T^T \\ R &= V_2 \end{aligned} \tag{6.8}$$

La matriz R representa la covarianza de la señal estocástica que afecta a la medida, por lo que desde el punto de vista de diseño, puede decirse que cuanto mayor sea el peso de los valores de la diagonal principal de la matriz R mayor será el nivel de ruido blanco gaussiano que se espera que afecte al vector de medida. Por otro lado, la matriz Q representa la covarianza de la señal estocástica que afecta al sistema (a sus variables de estado), por lo que desde el punto de vista de diseño, cuanto mayor sea el peso de los valores de la diagonal principal de esta matriz mayor será el nivel de ruido blanco gaussiano que se espera que afecte al sistema.

La estructura de este observador es idéntica a la del observador de estado de orden completo, solo ha cambiado el método para elegir los valores de la matriz del observador. Dicha matriz se define óptima, ya que minimiza la varianza (P) del error cometido en la estimación del vector de estado.

$$P = E([x - \tilde{x}], [x - \tilde{x}]^T) \tag{6.9}$$

Como puede apreciarse, este es el problema dual al diseño del regulador óptimo cuadrático, por lo que se obtendrá la matriz K_e a partir de la solución algebraica de la ecuación de Riccati.

6.2.2. Control LQG

En el control lineal cuadrático gaussiano, LQG, se debe garantizar que tanto la ley de control empleada como las variables de estado estimadas para la realimentación son óptimas. Este problema se aborda dividiéndolo en dos subproblemas independientes:

- En primer lugar, se diseña el controlador LQR, suponiendo que se dispone del vector de estado del proceso.
- Posteriormente, y una vez resuelto el problema del control, se diseña un observador de estado óptimo (Filtro de Kalman).

6.2.3. Diseño del filtro de Kalman estacionario

En este apartado, se comenzará realizando una reducción del modelo matemático no lineal empleado para diseñar el controlador. Dicho modelo reducido se linealizará

en las condiciones nominales de operación y se utilizará el modelo linealizado para diseñar el observador de estado óptimo. Finalmente, se realiza la discretización y el paso a ecuaciones en diferencia de dicho observador.

Modelo reducido

Del modelo de diseño, ya presentado, se escogen las dos ecuaciones diferenciales que están directamente relacionadas con la velocidad lineal y la posición en z , respecto al sistema de ejes tierra.

$$\begin{aligned}\frac{dw}{dt} &= \frac{1}{m}(\cos \phi \cos \theta U_4 - K_{dz}w|w|) - g \\ \frac{dz}{dt} &= w \\ U_4 &= K_f(D_1 + D_2 + D_3 + D_4)\end{aligned}\tag{6.10}$$

Recordemos, el objetivo de este proyecto es realizar una maniobra de hover, por lo que, si el control es bueno, pueden suponerse despreciables los ángulos de Roll y Pitch, quedando las ecuaciones 6.10 del modelo reducido:

$$\begin{aligned}\frac{dw}{dt} &= \frac{1}{m}(U_4 - K_{dz}w|w|) - g \\ \frac{dz}{dt} &= w \\ U_4 &= K_f(D_1 + D_2 + D_3 + D_4)\end{aligned}\tag{6.11}$$

Si se deseara que el sistema experimentase variaciones considerables de ángulos, se deberán considerar los ángulos Roll y Pitch de la ecuación 6.11 como entradas.

Linealizado el sistema anterior en su condición nominal de operación, para la cual U_4 sustenta al sistema, se obtienen las matrices que definen la dinámica del sistema en la vecindad de la condición nominal de operación:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}\tag{6.12}$$

$$B = \begin{pmatrix} 0.9643 \\ 0 \end{pmatrix}\tag{6.13}$$

$$C = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix}\tag{6.14}$$

$$D = 0 \quad (6.15)$$

donde:

- $X_1 = w$ es la velocidad lineal en el eje z en el sistema de ejes tierra.
- $X_2 = z$ es la posición en el eje z en el sistema de ejes tierra.

Se procede ahora a diseñar el observador óptimo. Para ello se obtendrá la matriz de ganancia del observador (K_e) de la misma forma que se abordó el problema del control LQR, con la ayuda de MatLab, ya que este es el problema dual. Se debe tener en cuenta que el observador debe hacer que el error en la estimación converja a cero rápidamente. En esto tiene un peso importante la frecuencia a la que se va a ejecutar el algoritmo, que recordemos es de 400 Hz. Por lo tanto, se debe reajustar el filtro diseñado en tiempo continuo para obtener buenos resultados en tiempo discreto.

Finalmente, las matrices de diseño reajustadas son las siguientes:

$$Q = \begin{pmatrix} 400000 & 0 \\ 0 & 0.00001 \end{pmatrix} \quad (6.16)$$

$$R = 0.05 \quad (6.17)$$

Estos valores, obtenidos experimentalmente, se alejan de lo comentado anteriormente.

En primer lugar, en el observador la velocidad se obtiene de la derivada de la posición, lo que amplificará el ruido de alta frecuencia. Esto, por sí solo, no justifica el elevado valor de la covarianza de la señal de ruido blanco gaussiano que afecta a esta variable. Pero recordemos que ha sido necesario reajustar el filtro para que converja rápidamente para una frecuencia de ejecución de 400 Hz, por lo que, estos dos motivos son los que propician este elevado valor de Q_{11} . Por otro lado, Q_{22} tiene un valor bastante bajo, pues en la altura del sistema no se amplifica el ruido, pues no es necesario derivar ninguna señal si no que se obtiene directamente de la medida. Y por último, R representa la covarianza del ruido blanco gaussiano que afecta a la señal entregada por el sensor como se comentará más adelante, será con este parámetro con el que se reajuste el observador a las medidas entregadas por los diferentes sensores.

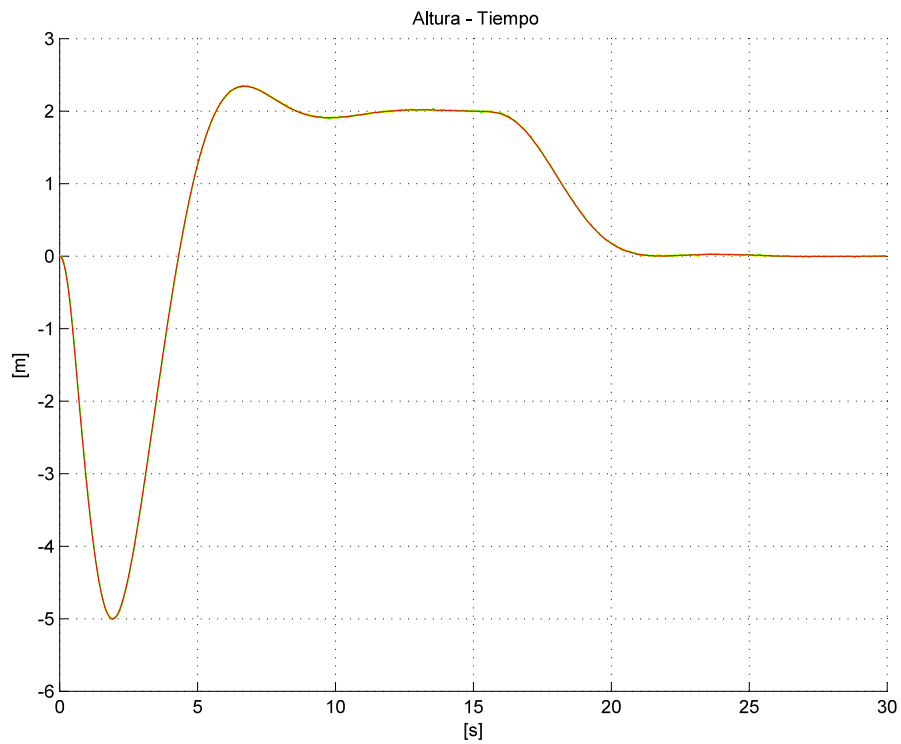


Figura 6.3: Altura estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), altura entregada por el Lidar (—) y altura real (—).

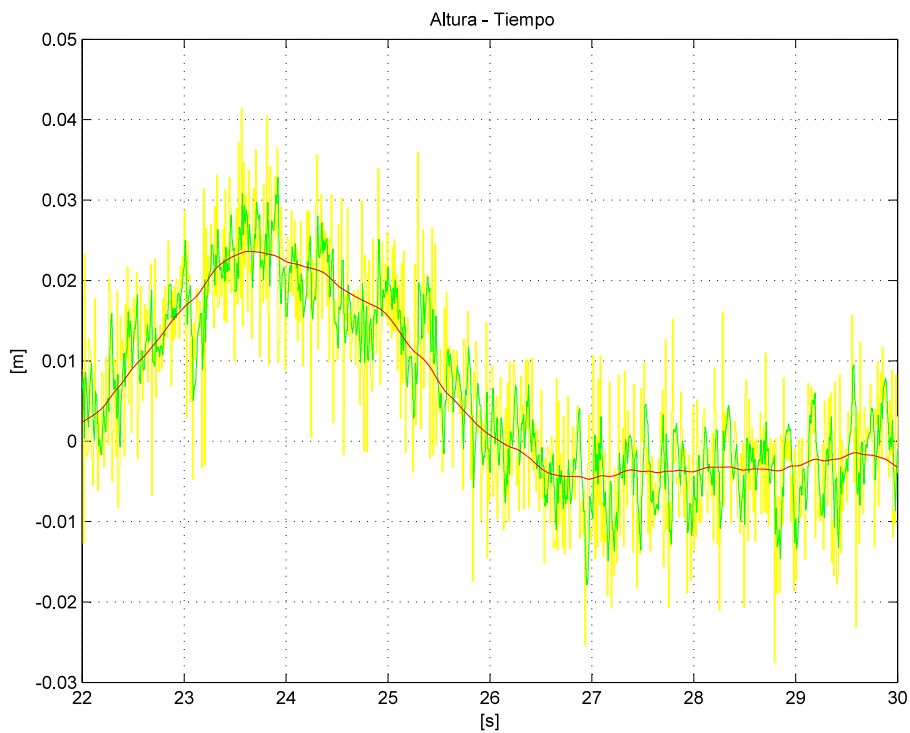


Figura 6.4: Altura estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), altura entregada por el Lidar (—) y altura real (—).

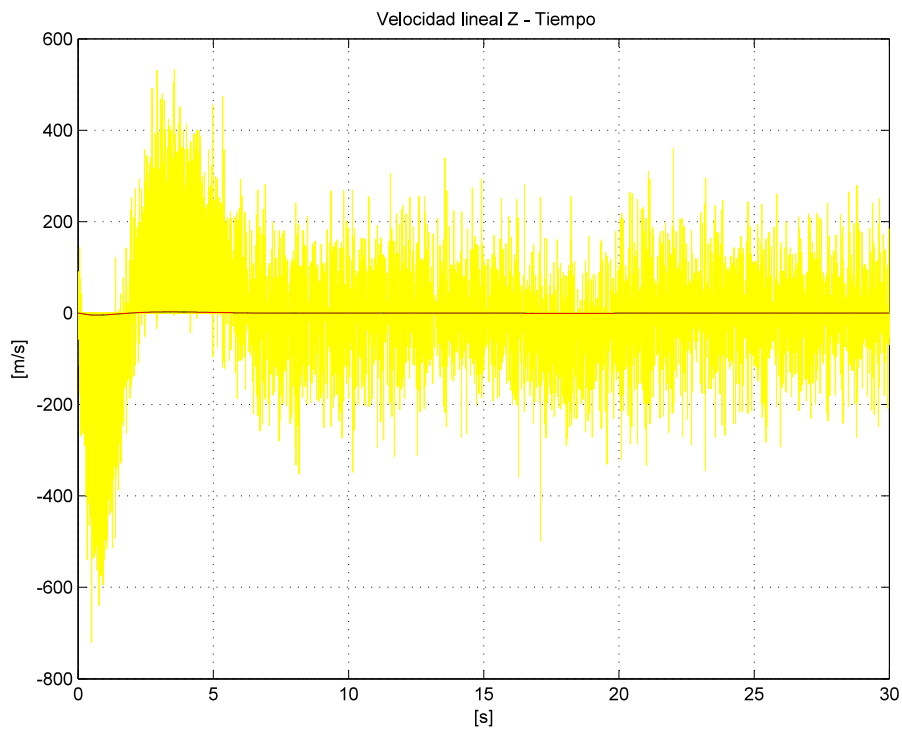


Figura 6.5: Velocidad estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), velocidad obtenida de la derivada de la medida (—) y velocidad real (—).

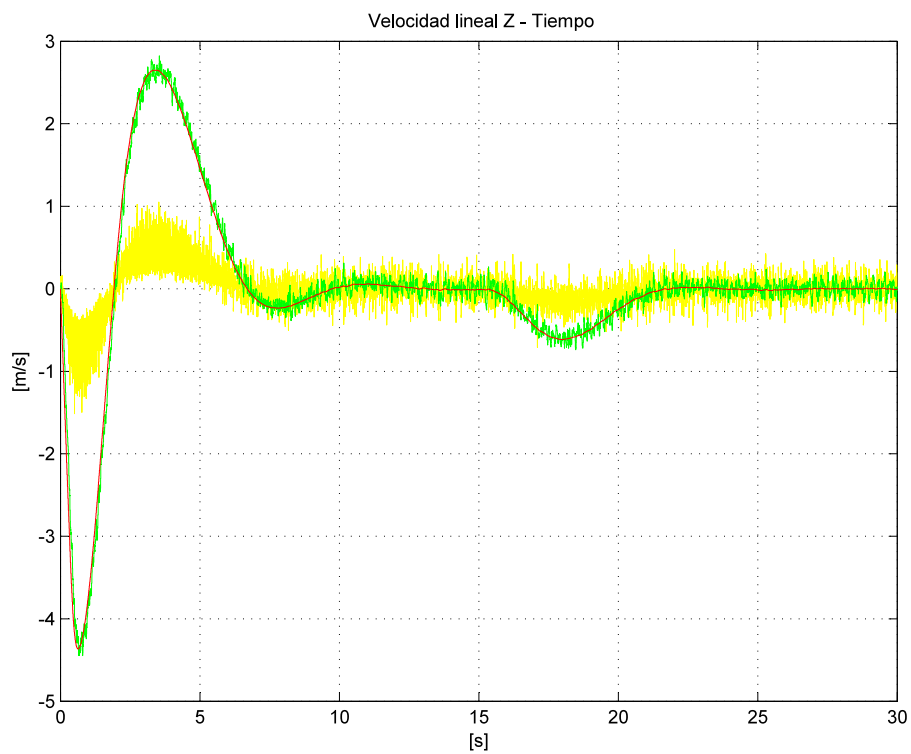


Figura 6.6: Velocidad estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), velocidad obtenida de la derivada de la medida (filtrada) (—) y velocidad real (—).

En la figura 6.5 se obtiene la velocidad del sistema en z derivando la altura referida al sistema de ejes tierra. Al derivar se amplifica muchísimo el ruido de la señal entregada por el Lidar (señal amarilla).

Por otro lado, en la figura 6.6 se muestra la velocidad estimada por el filtro de Kalman, la velocidad real del sistema y la velocidad estimada al derivar la altura del sistema y aplicarle un filtro paso-bajo adecuado. Aquí queda patente la importancia del observador diseñado, pues su estimación de la velocidad tiene un peso considerable en el control de la altura del sistema.

Barómetro

Este sensor entrega unas medidas de una calidad muy inferior a las entregadas por el Lidar. Como puede verse en la figura 5.54, sus medidas tienen un ruido de unos 3 metros pico-pico. Pero, posee tres ventajas claras, respecto al Lidar:

- Su medida ya viene referida al sistema de ejes tierra, no habrá que rotarla.
- En la aplicación de este trabajo su rango de medida puede decirse que es ilimitado.
- Su precio es 50 veces más económico.

En una señal con unos niveles de ruido tan elevados, como es el caso de la altura entregada por el barómetro, se hace indispensable disponer de algoritmos que posean prestaciones superiores a un filtro paso bajo. Para demostrarlo, se realizarán dos comparativas en las que se emplea el modelo no lineal completo. En ellas se mostrará:

- La altura medida por el barómetro, la altura estimada por el filtro de Kalman y altura real del sistema.
- La velocidad (filtrada) obtenida al derivar la altura entregada por el barómetro, la velocidad estimada por el filtro de Kalman y velocidad real del sistema.

En la figura 6.7 se muestra la altura estimada por el filtro de Kalman, la altura real del sistema y la altura entregada por el barómetro. Por tanto, puede decirse que para este sensor el filtro de Kalman juega un papel crucial.

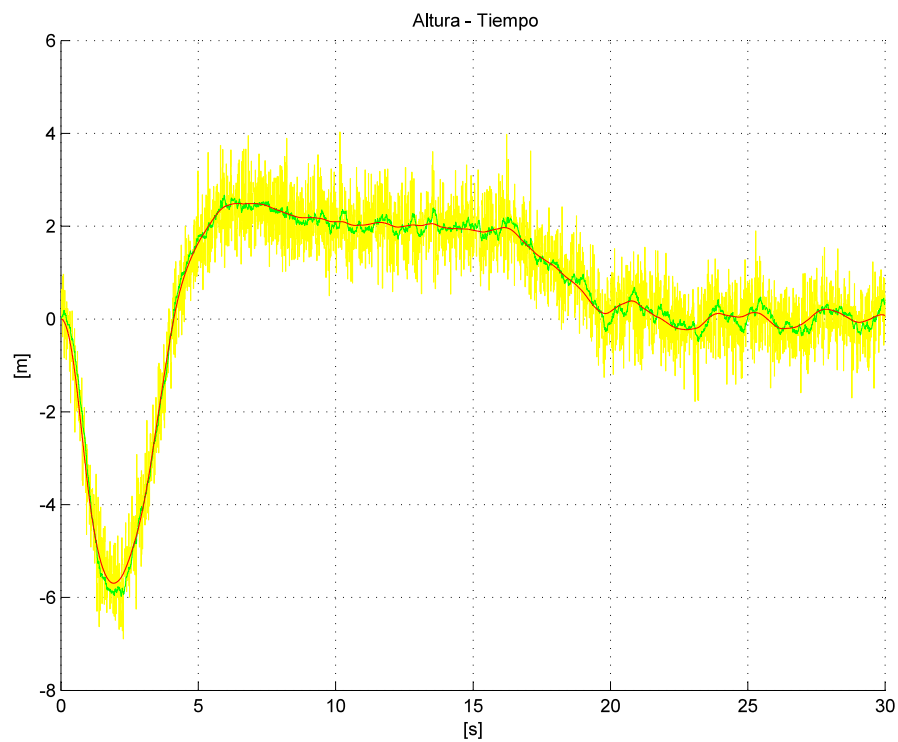


Figura 6.7: Altura estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), altura entregada por el barómetro (—) y altura real (—).

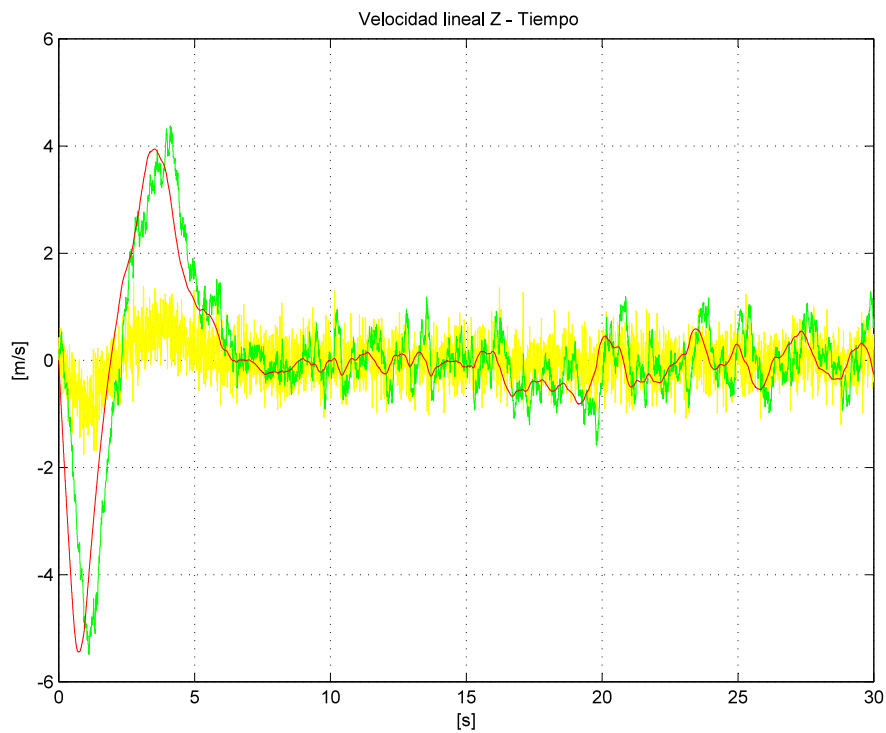


Figura 6.8: Velocidad estimada por el filtro de Kalman estacionario (—), velocidad obtenida de la derivada de la medida (filtrada) (—) y velocidad real (—).

En la figura 6.8 se muestra la velocidad estimada por el filtro de Kalman, la velocidad real del sistema y la velocidad estimada al derivar la altura del sistema y aplicarle un filtro paso-bajo adecuado. Como puede verse, la velocidad estimada por el filtro es mucho más realista que la que se consigue al derivar la señal y aplicar un simple filtro paso-bajo. Eso sí, también puede apreciarse como el filtro de Kalman, al igual que ocurre con el filtro paso bajo, introduce cierto desfase a la velocidad estimada.

Se podrían mejorar los resultados de este filtro si se tuviese en cuenta la velocidad del sistema obtenida a partir de los acelerómetros, pero al igual que en el caso de la posición en x e y este tema es bastante complejo, por lo que se dejará para trabajos futuros.

Como se aprecia, el controlador final diseñado para la altura del sistema es un controlador LQG, ya que se cumplen las dos condiciones requeridas para que se considere control lineal cuadrático gaussiano. Por un lado, la estimación de las variables de estado que intervienen en el control de la altura se realiza a partir de un filtro de Kalman estacionario y, por otro, el controlador de la altura es un controlador LQR.

Por último, añadir que en cada una de las figuras mostradas en este apartado se ha empleado el controlador LQG correspondiente para controlar al sistema no lineal completo. Puede decirse que, en el caso del Lidar, se obtiene un control muy aceptable para la altura. Cuando se emplea el barómetro se consigue estabilizar al sistema, aunque este presente oscilaciones mantenidas de unos 0.2 metros de amplitud. Este último resultado, en esta primera etapa de este trabajo, y teniendo en cuenta la baja calidad de las medidas entregadas por el sensor, puede considerarse aceptable.

6.2.4. Implementación del filtro de Kalman estacionario en lenguaje C

En primer lugar, para implementar el observador en el microcontrolador elegido es necesario discretizarlo. Una vez este discretizado, se pasará a ecuaciones en diferencias o ecuaciones recursivas, cuya implementación en un sistema embebido es directa. Dicho paso a ecuaciones recursivas se presenta en [11], y define al observador de estado en recursivas como:

$$\tilde{x}(k+1) = G\tilde{x}(k) + Hu(k) + K_e(y(k) - C\tilde{x}(k)) \quad (6.18)$$

donde:

- G y H son las matrices que representa la dinámica del sistema (A y B) discretizadas para el periodo de ejecución del algoritmo.
- $k = 0, 1, 2, \dots$ donde $t = kT_m$ es un múltiplo del periodo de muestreo elegido y aumenta con cada ejecución del algoritmo.

Dicho esto, se discretizaron las matrices que representa el sistema linealizado para el periodo de muestreo elegido y con estas nuevas matrices discretas se aplicó el

algoritmo de la ecuación 6.18. El resultado obtenido no era para nada el esperado y tras realizar una buena revisión bibliográfica y no encontrar el fallo, se decidió pasar a mano las ecuaciones del observador a recursiva. Dicho desarrollo se muestra a continuación.

En primer lugar, se vuelve a mostrar la ecuación en tiempo continuo de un observador de estado de orden completo:

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A\tilde{x}(t) + Bu(t) + K_e(y(t) - C\tilde{x}(t)) \quad (6.19)$$

Si se reordenan los términos de esta ecuación y se pasa al dominio de la frecuencia se obtiene:

$$\begin{aligned} s\tilde{x}(s) &= (A - K_e C)\tilde{x}(s) + Bu(s) + K_e y(s) \\ \tilde{x}(s) &= \frac{1}{s} ((A - K_e C)\tilde{x}(s) + Bu(s) + K_e y(s)) \end{aligned} \quad (6.20)$$

Al discretizar la ecuación 6.20, empleando la transformada de Euler hacia atrás, se obtiene:

$$\tilde{x}(z) = \frac{T_m z}{(z - 1)} ((A - K_e C)\tilde{x}(z) + Bu(z) + K_e y(z)) \quad (6.21)$$

donde T_m es el periodo de muestreo elegido.

Se definen ahora tres matrices intermedias:

$$\begin{aligned} M_T &= T_m(A - K_e C) \\ B_T &= T_m B \\ K_{eT} &= T_m K_e \end{aligned} \quad (6.22)$$

Sustituyendo las matrices 6.22 en 6.21 y desarrollando:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(z) &= \frac{z}{(z - 1)} (M_T \tilde{x}(z) + B_T u(z) + K_{eT} y(z)) \\ \tilde{x}(z)z - \tilde{x}(z) &= z(M_T \tilde{x}(z) + B_T u(z) + K_{eT} y(z)) \\ \tilde{x}(z) - \tilde{x}(z)z^{-1} &= M_T \tilde{x}(z) + B_T u(z) + K_{eT} y(z) \\ (I - M_T)\tilde{x}(z) &= \tilde{x}(z)z^{-1} + B_T u(z) + K_{eT} y(z) \\ \tilde{x}(z) &= (I - M_T)^{-1} (\tilde{x}(z)z^{-1} + B_T u(z) + K_{eT} y(z)) \end{aligned} \quad (6.23)$$

Se definen las matrices finales del observador como:

$$G = (I - M_T)^{-1}$$

$$H = (I - M_T)^{-1} B_T \quad (6.24)$$

$$K_o = (I - M_T)^{-1} K_{eT}$$

Sustituyendo estas matrices 6.24 en la última ecuación de 6.23 y pasando a recursiva dicha ecuación se obtiene:

$$\tilde{x}(k) = G\tilde{x}(k-1) + Hu(k) + K_o y(k) \quad (6.25)$$

Se debe tener en cuenta que, el algoritmo se ha desarrollado a partir de la ecuación en tiempo continuo del observador, donde no sería una incongruencia estimar el vector de estado de la ejecución actual en función de la señal de control de la ejecución actual. Pero recordemos que el vector de estado $x(k)$ se empleará para obtener la señal $u(k)$, es decir, no es posible que para el cálculo de una variable sea necesario disponer de dicha variable. Por lo tanto, la ecuación en diferencia correcta para el observador será:

$$\tilde{x}(k) = G\tilde{x}(k-1) + Hu(k-1) + K_o y(k) \quad (6.26)$$

Como puede apreciarse, el vector de estado estimado depende del vector de estado anterior, del vector de señales de control anterior y del vector de medidas actual. El procedimiento desarrollado es válido para cualquier observador de estado lineal de orden completo.

En la figura 6.9 se muestra el bajo coste de cómputo que tiene el filtro de Kalman estacionario diseñado en el apartado anterior.

```
//Filtro de Kalman estacionario:

E.X_estimado[0] = (G[0][0]*E.X_estimado_a[0]) +
                  (G[0][1]*E.X_estimado_a[1]) +
                  (H[0][0]*E.U4_ant) +
                  (Ke[0][0]*A->v[6]);

E.X_estimado[1] = (G[1][0]*E.X_estimado_a[0]) +
                  (G[1][1]*E.X_estimado_a[1]) +
                  (H[1][0]*E.U4_ant) +
                  (Ke[1][0]*A->v[6]);

.
.
.
.
.
.

//Actualización de la señal de control para el FK_estacionario:

E.U4_ant = B.u[3];
```

Figura 6.9: Implementación en C, en el microcontrolador LPC4078, del filtro de Kalman estacionario.

6.3. Estimación de la actitud del sistema

En este apartado, se comenzará presentando los 5 métodos más empleados para obtener la actitud de un sistema. Posteriormente, se acudirá a artículos científicos para justificar la elección de uno de estos algoritmos. Además, será necesario realizar una introducción a los fundamentos matemáticos sobre los que se apoya el algoritmo escogido, los cuaterniones, para así, una vez desarrollada la base matemática del algoritmo, proceder a analizar detalladamente el funcionamiento del mismo y su posterior implementación.

6.3.1. Algoritmos de estimación de la actitud

Tras realizar una búsqueda bibliográfica para barajar las opciones más empleadas a la hora de estimar la actitud de una aeronave, y con el asesoramiento de los directores de este trabajo, se llega a la conclusión de que estos son los 5 métodos más empleados:

- Filtro de Kalman.
- Filtro de Kalman Extendido (EKF).
- Filtro de Madgwick basado en el método del gradiente descendiente.
- Filtro complementario no lineal de Mahony.
- Filtro complementario.

Este último, el filtro complementario, es el más simple de todos pero queda descartado, pues solo contempla la estimación de dos de los tres ángulos que forman la actitud del sistema, Roll y Pitch. Por otro lado, entre los dos filtros de Kalman en la bibliografía consultada solo tienen en cuenta el filtro de Kalman extendido, esto hace vislumbrar que con el filtro de Kalman lineal no se consiguen buenos resultados.

Fijando la atención en los tres algoritmos que aun no han sido descartados, en los artículos [21] y [22] los autores realizan una comparativa entre los tres algoritmos más empleados para obtener una estimación de la actitud, rápida y fiable, estos son: el EKF, Madgwick y Mahony. Además, en [22] implementan dichos algoritmos en un sistema embebido, un microcontrolador ARM Cortex-M4. Como resultado, en dicho trabajo los autores obtienen tres tablas en las que calculan: el coste de cómputo de cada algoritmo, valor eficaz del error estático y dinámico de la estimación y valor eficaz del error de estimación dinámico al someter al sistema a perturbaciones electromagnéticas.

En la tabla de la figura 6.10, se muestra el tiempo promedio requerido para realizar un ciclo de estimación para cada uno de los algoritmos ya comentados, implementados por un lado en MatLab/Simulink y por otro en el sistema embebido.

Algorithm	Matlab/Simulink [ms]	Embedded System [ms]
EKF	0.1	2.7
Madgwick	0.017	0.15
Mahony	0.014	0.11

Figura 6.10: Comparativa del coste de computo de la implementación de los algoritmos de: EKF, Madgwick y Mahony. En MatLab/Simulink y en un sistema embebido.

En este trabajo, uno de los datos de mayor interés de la tabla anterior son los referidos a tiempo de cómputo en el sistema embebido. En este aspecto, el que peores prestaciones tiene es el filtro de Kalman Extendido y el más superior el filtro de Mahony. En el otro aspecto importante, reflejado en la tabla de la figura 6.11, los autores [22] muestran el valor eficaz del error cometido en la estimación de los tres algoritmos analizados. Como puede apreciarse, el filtro de Kalman extendido es el que menor error eficaz comete en la mayoría de los casos.

Euler angles [°]	EKF	Madgwick	Mahony
Roll (static)	0.04	0.03	0.02
Pitch (static)	0.01	0.05	0.05
Yaw (static)	0.30	1.92	1.85
Roll (slow)	4.71	4.85	5.07
Pitch (slow)	1.91	2.65	2.89
Yaw (slow)	5.19	5.13	5.67
Roll (fast)	6.55	6.51	6.69
Pitch (fast)	2.83	3.34	2.85
Yaw (fast)	6.71	7.07	6.92

Figura 6.11: Comparativa del valor eficaz del error cometido por los algoritmos del EKF, de Madgwick y de Mahony.

Cabe recordar que, en este trabajo se persigue como objetivo realizar la maniobra de hover y que en esta maniobra el sistema experimenta cambios de ángulos lentos. Dicho esto, puede apreciarse como, en este aspecto, por detrás del EKF, el algoritmo de Madgwick es el que mejores prestaciones ofrece. Por lo tanto, buscando un compromiso entre tiempo de cómputo y calidad de la estimación se ha decidido elegir el algoritmo de Madgwick, basado en el mínimo gradiente, para estimar la actitud del sistema.

6.3.2. Cuaterniones

En este apartado se presentará la base matemática necesaria para comprender el algoritmo elegido para la estimación de la actitud. Dicha base es desarrollada por varios autores en [24], [25] y [26]. Los cuaterniones son de gran utilidad, pues permiten

representar convenientemente rotaciones en el espacio tridimensional. Son números hipercomplejos, de la forma:

$$q = a + bi + cj + dk = (a, b, c, d) \quad (6.27)$$

donde q es un cuaternión y a, b, c y d son números reales, cuya parte imaginaria viene dada por i, j y k .

$$i^2 = j^2 = k^2 = -1 \quad (6.28)$$

Además:

$$ij = k = -ji, jk = i = -kj, ki = j = -ik \quad (6.29)$$

Por lo tanto, puede apreciarse como las multiplicaciones entre cuaterniones no son conmutativas, mientras que la suma es asociativa y conmutativa. También es posible definir el cuaternión q en su forma matricial:

$$q = \begin{bmatrix} a & -b & d & -c \\ b & a & -c & -d \\ -d & c & a & -b \\ c & d & b & a \end{bmatrix} = \quad (6.30)$$

$$= a \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_I + b \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_i + c \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_j + d \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_k$$

Se definen ahora:

- Conjugado de un cuaternión, q :

$$q^* = (a, -b, -c, -d) \quad (6.31)$$

Matricialmente el conjugado de un cuaternión es equivalente a su traspuesta.

- Norma de un cuaternión, q :

$$|q| = \sqrt{(a^2 + b^2 + c^2 + d^2)} \quad (6.32)$$

- Cuaternión unitario, o normalizado, de q :

$$\bar{q} = \frac{q}{|q|} \quad (6.33)$$

- Producto de un escalar (k) por un cuaternión, q :

$$kq = (ka, kb, kc, kd) \quad (6.34)$$

- Cuaternión puro:

$$q = (0, b, c, d) \quad (6.35)$$

Un cuaternión puro es análogo a un vector representado en el espacio.

Como ya se ha mencionado en capítulos anteriores, un cuaternión puede ser usado para representar la orientación del sistema de ejes cuerpo con respecto al sistema de ejes horizonte local, y viceversa. Es decir, el cuaternión ${}^A_B q$ describirá la orientación relativa del sistema de ejes B con respecto al sistema de ejes A , ambos con un origen común.

$${}^A_B q = (q_1, q_2, q_3, q_4) \quad (6.36)$$

Además, el cuaternión conjugado de ${}^A_B q$, ${}^B_A q$, describe la orientación relativa del sistema de referencia A con respecto al B .

Por otro lado, la aritmética de los cuaterniones requiere que un cuaternión empleado para describir una orientación sea previamente normalizado. Por ello, en los algoritmos empleados para describir la orientación relativa entre los dos sistemas de referencia los cuaterniones deben normalizarse. Además, un vector, o cuaternión puro, puede ser rotado en el espacio utilizando la relación descrita en la ecuación 6.37. El símbolo \otimes representa la multiplicación entre cuaterniones.

$${}^B v = {}^B_A q \otimes {}^A v \otimes {}^B_A q^* \quad (6.37)$$

donde ${}^A v$ y ${}^B v$ son el mismo vector referido al sistema de ejes A y al sistema de ejes B , respectivamente.

Terminando esta somera presentación, se mostrará la relación entre un cuaternión que describe la orientación del sistema de ejes horizonte local con respecto al sistema de ejes cuerpo y los ángulos de Euler (ecuación 6.38) ya presentados en el capítulo 2.

$$\begin{aligned} \psi &= \text{Atan2} \left(2q_2q_3 - 2q_1q_4, 2q_1^2 + 2q_2^2 - 1 \right) \\ \theta &= -\sin^{-1} (2q_2q_4 + 2q_1q_3) \\ \phi &= \text{Atan2} \left(2q_3q_4 - 2q_1q_2, 2q_1^2 + 2q_4^2 - 1 \right) \end{aligned} \quad (6.38)$$

La representación matricial de cuaterniones es muy útil, desde el punto de vista de su implementación en sistemas embebidos, esto queda reflejado en que tanto Madgwick como Mahony se basan en ellos para sus algoritmos de estimación de actitud.

6.3.3. Estimación de la actitud basada en el gradiente descendiente, Madgwick

En este apartado, se mantendrá el orden que sigue el autor en [27]. En primer lugar, se desarrolla el tratamiento de la velocidad angular captada por los 3 giróscopos

del MARG. Seguidamente, se procede a estimar la actitud del sistema en función de los datos entregados por los acelerómetros y los magnetómetros. Esto se realiza comparando la dirección conocida de la gravedad y del norte magnético terrestre con las medidas entregadas por los sensores. Una vez estimada la actitud a partir de las medidas entregadas por los giróscopos y a partir de las medidas entregadas por los acelerómetros y magnetómetros, se presenta el algoritmo de fusión de los dos cuaterniones estimados. Además, el autor [27] contempla dos compensaciones, una aplicada a la distorsión magnética y otra al offset que afectada a las medidas entregadas por los giróscopos. Añadir que, en adelante, el superíndice S define que el vector está referido al sistema de referencia de ejes cuerpo, y el superíndice E que está referido al sistema de ejes tierra.

Orientación obtenida a partir de la velocidad angular del sistema ejes cuerpo

En primer lugar, se deben distribuir las velocidades angulares obtenidas en cada periodo de muestreo en un cuaternión puro o vector, como:

$${}^S w = [0 \quad w_x \quad w_y \quad w_z] \quad (6.39)$$

donde ${}^S w$ es la velocidad angular referida al sistema de ejes cuerpo formada por (w_x, w_y, w_z) , velocidades angulares captadas por cada uno de los giróscopos en rad/s.

Por otro lado, la derivada del cuaternión ${}^S_E q$ describe la velocidad de cambio de la orientación relativa del sistema de ejes tierra con respecto al sistema de ejes cuerpo, y puede ser calculada en cada periodo de muestreo como se muestra en la ecuación 6.40.

$${}^S_E \dot{q}_{w,t} = \frac{1}{2} {}^S_E q_{est,t-1} \otimes {}^S w_t \quad (6.40)$$

donde ${}^S_E q_{est,t-1}$ es el cuaternión que representa la orientación estimada en el periodo de muestreo anterior.

Dicho esto, la orientación relativa del sistema de ejes tierra respecto al sistema de ejes cuerpo se obtendrá de la integración del cuaternión ${}^S_E \dot{q}_{w,t}$ en cada periodo de muestreo, ecuación 6.41.

$${}^S_E q_{w,t} = {}^S_E q_{est,t-1} + {}^S_E \dot{q}_{w,t} \Delta t \quad (6.41)$$

donde Δt es el periodo de muestreo elegido.

Orientación a partir del método del gradiente descendiente

En este apartado, se supondrá que los acelerómetros solo se ven afectados de la gravedad y que los magnetómetros no están sometidos a distorsiones magnéticas, por lo que solo detectan el campo magnético terrestre. Si se considera que la dirección del campo magnético terrestre y de la gravedad son conocidas en el sistema de ejes tierra, una medida de la dirección de estas magnitudes en el sistema de ejes cuerpo

permitirá conocer la orientación relativa entre ambos sistemas de referencia, puesto que el sistema de ejes horizonte local es paralelo al sistema de ejes tierra.

El problema es que, para algunas medidas entregadas por estos sensores, no habrá una única solución que represente la orientación entre los dos sistemas de referencia, y la representación de un cuaternión como la orientación relativa entre dos sistemas de referencia requiere encontrar una solución única. El autor [27] soluciona esto planteándolo como un problema de optimización, donde la solución será la que consiga alinear una dirección conocida del campo en el sistema de ejes tierra, ${}^E d$, con la dirección del campo medida en el sistema de ejes cuerpo, ${}^S s$. Esto se consigue minimizando la siguiente función:

$$f({}^S q, {}^E d, {}^S s) = {}^S q^* \otimes {}^E d \otimes {}^S q - {}^S s \quad (6.42)$$

Como puede apreciarse en la ecuación 6.42, ha sido necesario rotar el vector del campo conocido al sistema de ejes cuerpo, empleando para ello la ecuación 6.37.

Se definen ahora:

- Vector de campo conocido referido al sistema de ejes cuerpo:

$${}^E d = [0 \quad d_x \quad d_y \quad d_z] \quad (6.43)$$

- Vector medido en ejes cuerpo:

$${}^S s = [0 \quad s_x \quad s_y \quad s_z] \quad (6.44)$$

Los vectores anteriores deben normalizarse, pues recordemos que lo que realmente interesa en el algoritmo es la dirección del campo magnético terrestre y de la gravedad, no su módulo.

Si se desarrolla la función 6.42, teniendo en cuenta que ${}^S q$ será el cuaternión calculado en el periodo anterior, se obtiene:

$$f({}^S q_k, {}^E d, {}^S s) = \begin{pmatrix} 2d_x(\frac{1}{2} - q_3^2 - q_4^2) + 2d_y(q_1q_4 + q_2q_3) + 2d_z(q_2q_4 - q_1q_3) - s_x \\ 2d_x(q_2q_3 - q_1q_4) + 2d_y(\frac{1}{2} - q_2^2 - q_4^2) + 2d_z(q_1q_2 + q_3q_4) - s_y \\ 2d_x(q_1q_3 + q_2q_4) + 2d_y(q_3q_4 - q_1q_2) + 2d_z(\frac{1}{2} - q_2^2 - q_3^2) - s_z \end{pmatrix} \quad (6.45)$$

El algoritmo que elige el autor [27] para minimizar la función 6.45 es el del gradiente descendiente, ya que es uno de los más simples de implementar y calcular. En dicho algoritmo, la orientación estimada depende la orientación inicial ${}^S q_0$ y del paso de integración μ .

$${}^S q_{k+1} = {}^S q_k - \mu \frac{\nabla f({}^S q_k, {}^E d, {}^S s)}{\|\nabla f({}^S q_k, {}^E d, {}^S s)\|}, \quad k = 0, 1, 2 \dots n \quad (6.46)$$

El gradiente de la función 6.45 puede calcularse como:

$$\nabla f({}^S_E q_k, {}^E d, {}^S s) = J^T({}^S_E q_k, {}^E d) f({}^S_E q_k, {}^E d, {}^S s) \quad (6.47)$$

Cuyo Jacobiano viene dado por:

$$J({}^S_E q_k, {}^E d) = \quad (6.48)$$

$$\begin{pmatrix} 2d_y q_4 - 2d_z q_3 & 2d_y q_3 + 2d_z q_4 & -4d_x q_3 + 2d_y q_2 - 2d_z q_1 & -4d_x q_4 + 2d_y q_1 + 2d_z q_2 \\ -2d_x q_4 + 2d_z q_2 & 2d_x q_3 - 4d_y q_2 + 2d_z q_1 & 2d_x q_2 + 2d_z q_4 & -2d_x q_1 - 4d_y q_4 + 2d_z q_3 \\ 2d_x q_3 - 2d_y q_2 & 2d_x q_4 - 2d_y q_1 - 4d_z q_2 & 2d_x q_1 + 2d_y q_1 - 4d_z q_3 & 2d_x q_2 + 2d_y q_3 \end{pmatrix}$$

donde, cabe recordar, q_n representa el cuaternión calculado en el periodo anterior y d el cuaternión puro normalizado que indica la dirección del campo conocido.

Las ecuaciones anteriores, describen la aplicación general del algoritmo para cualquier vector cuya dirección es conocida en el sistema de ejes tierra. Ahora se particularizará para el del vector de la gravedad y posteriormente para el caso del campo magnético.

En el caso de la gravedad, el vector de campo conocido en el sistema de ejes tierra y las medidas recogidas por los acelerómetros en el sistema de ejes cuerpo serán:

$${}^E g = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \quad (6.49)$$

$${}^S a = [0 \quad a_x \quad a_y \quad a_z] \quad (6.50)$$

Ambos expresados como cuaterniones puros y normalizados.

Sustituyendo estos en las ecuaciones 6.45 y 6.48, se obtiene:

$$f({}^S_E q, {}^S a) = \begin{pmatrix} 2(q_2 q_4 - q_1 q_3) - a_x \\ 2(q_1 q_2 + q_3 q_4) - a_y \\ 2(\frac{1}{2} - q_2^2 - q_3^2) - a_z \end{pmatrix} \quad (6.51)$$

$$J({}^S_E q) = \begin{pmatrix} -2q_3 & 2q_4 & -2q_1 & 2q_2 \\ 2q_2 & 2q_1 & 2q_4 & 2q_3 \\ 0 & -4q_2 & -4q_3 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.52)$$

Con esto se obtiene una solución parcial, con la que únicamente se estiman los ángulos de alabeo y cabeceo del sistema. Dicha solución parcial, se utilizará si no se dispone de la medida del campo magnético.

Por otro lado, en el caso del campo magnético terrestre, el vector de campo conocido en el sistema de ejes tierra tendrá componente vertical y, únicamente, horizontal en el eje x , como se muestra a continuación:

$${}^E b = [0 \quad b_x \quad 0 \quad b_z] \quad (6.53)$$

Y las medidas de recogidas por los magnetómetros, en el sistema de ejes cuerpo, serán:

$${}^S m = [0 \quad m_x \quad m_y \quad m_z] \quad (6.54)$$

Ambos expresados como cuaterniones puros y normalizados. Sustituyendo estos en las ecuaciones 6.45 y 6.48 se obtiene:

$$f({}^S q, {}^E b, {}^S m) = \begin{pmatrix} 2b_x(0.5 - q_3^2 - q_4^2) + 2b_z(q_2q_4 - q_1q_3) - m_x \\ 2b_x(q_2q_3 - q_1q_4) + 2b_z(q_1q_2 + q_3q_4) - m_y \\ 2b_x(q_1q_3 + q_2q_4) + 2b_z(0.5 - q_2^2 - q_3^2) - m_z \end{pmatrix} \quad (6.55)$$

$$J({}^S q) = \begin{pmatrix} -2b_zq_3 & 2b_zq_4 & -4b_xq_3 - 2b_zq_1 & -4b_xq_4 + 2b_zq_2 \\ -2b_xq_4 + 2b_zq_2 & 2b_xq_3 + 2b_zq_1 & 2b_xq_2 + 2b_zq_4 & -2b_xq_1 + 2b_zq_3 \\ 2b_xq_3 & 2b_xq_4 - 4b_zq_2 & 2b_xq_1 - 4b_zq_3 & 2b_xq_2 \end{pmatrix} \quad (6.56)$$

Con esto se obtiene una solución parcial, únicamente el ángulo de guiñada del sistema.

Por lo tanto, disponemos de dos soluciones parciales, esta última para la guiñada y la anterior para los ángulos de alabeo y cabeceo. Combinando los dos casos anteriores, se obtiene una solución completa para estimar la actitud del sistema, ecuaciones 6.57 y 6.58.

$$f_{g,b}({}^S q, {}^S a, {}^E b, {}^S m) = \begin{bmatrix} f({}^S q, {}^S a) \\ f({}^S q, {}^E b, {}^S m) \end{bmatrix} \quad (6.57)$$

$$J_{g,b}({}^S q, {}^E b) = \begin{bmatrix} J_g^T({}^S q) \\ J_b^T({}^S q, {}^E b) \end{bmatrix} \quad (6.58)$$

Por lo que, el cuaternión que estima la orientación relativa del sistema de ejes tierra respecto al sistema de ejes cuerpo en función de las medidas obtenidas por los acelerómetros y por los magnetómetros viene dado por:

$${}^S q_{\nabla,t} = {}^S q_{est,t-1} - \mu \frac{\nabla f}{\|\nabla f\|} \quad (6.59)$$

donde ∇f se obtiene al multiplicar la traspuesta de la matriz 6.58 por la matriz 6.57.

$$\nabla f = J_{g,b}^T({}^S q_{est,t-1}, {}^E b) f_{g,b}({}^S q_{est,t-1}, {}^S a, {}^E b, {}^S m) \quad (6.60)$$

Este cuaternión, expresado en forma matricial, se obtiene a partir de: el cuaternión estimado en el periodo de muestreo anterior, las medidas de las aceleraciones normalizadas, las medidas del campo magnético normalizado y las direcciones de los vectores conocidas en el sistema de ejes tierra.

Por otro lado, μ debe garantizar que la velocidad a la que converge el algoritmo es igual o mayor que la velocidad física a la que cambia la orientación relativa entre los

dos sistemas de referencia, es decir, la velocidad angular que experimenta el sistema. Este valor puede ser calculado según la ecuación 6.61.

$$\mu = \alpha \dot{q}_{w,t} \Delta t \Rightarrow \alpha > 1 \quad (6.61)$$

donde Δt es el periodo de muestreo, $\dot{q}_{w,t}$ es la velocidad angular medida por los giróscopos y α es una ponderación del ruido que presentan las medidas entregadas por los acelerómetros y por los magnetómetros.

Fusión de los dos cuaterniones estimados

Como puede apreciarse en la ecuación 6.62, el cuaternión que define la actitud del sistema se obtiene dándole un peso significativo a cada uno de los dos cuaterniones estimados, el obtenido a partir de las velocidades angulares y el que se obtiene aplicando el método del gradiente descendiente.

$$q_{est,t}^S = \gamma_t q_{\Delta,t}^S + (1 - \gamma_t) q_{w,t}^S \Rightarrow 0 \leq \gamma_t \leq 1 \quad (6.62)$$

donde γ_t debe garantizar que la velocidad de divergencia de $q_{w,t}^S$ es igual o menor que la velocidad de convergencia de $q_{\Delta,t}^S$. Esto queda representado en la ecuación 6.63.

$$(1 - \gamma_t) \beta = \gamma_t \frac{\mu_t}{\Delta t} \quad (6.63)$$

donde $\frac{\mu_t}{\Delta t}$ se corresponde a la velocidad de convergencia de cuaternión estimado mediante el método del gradiente descendiente y β se corresponde con la velocidad de divergencia del cuaternión estimado integrando las velocidades angulares. Además, β es una ponderación del error presente en las medidas de los giróscopos.

En este punto el autor [27] realiza la simplificación de que α , ecuación 6.61, posee un valor muy grande y, por lo tanto, también μ_t . Así que, en la ecuación 6.59 puede desprejarse el cuaternión estimado en el periodo anterior, obteniéndose:

$$q_{\nabla,t}^S \approx -\mu_t \frac{\nabla f}{\|\nabla f\|} \quad (6.64)$$

Sustituyendo las ecuaciones 6.64 y 6.41 en la ecuación 6.62 y aplicando otras dos simplificaciones, las cuales no son muy detalladas por el autor, pero pueden consultarse en [27] (pág. 10), se obtiene:

$$q_{est,t}^S = \frac{\beta \Delta t}{\mu_t} \left(-\mu_t \frac{\nabla f}{\|\nabla f\|} \right) + q_{est,t-1}^S + \dot{q}_{w,t}^S \Delta t \quad (6.65)$$

Reordenando esta última ecuación y definiendo el término $\dot{q}_{e,t}^S$ como la dirección del error, que se estima se está cometiendo en $q_{est,t}^S$ (siendo $\dot{q}_{est,t}^S$ la velocidad de cambio del sistema de referencia de ejes tierra con respecto al sistema de ejes cuerpo), se obtiene:

$$\begin{aligned}
{}^S q_{est,t} &= {}^S q_{est,t-1} + {}^S \dot{q}_{est,t} \Delta t \\
{}^S \dot{q}_{est,t} &= {}^S \dot{q}_{w,t} - \beta {}^S \dot{q}_{e,t} \\
{}^S \dot{q}_{e,t} &= \frac{\nabla f}{\|\nabla f\|}
\end{aligned} \tag{6.66}$$

Resumiendo, el algoritmo obtiene el cuaternión que estima la orientación relativa del sistema de ejes tierra con respecto al sistema de ejes cuerpo en función del cuaternión estimado en el periodo de muestreo anterior, la integración de las velocidades angulares y una compensación del error presente en dichas velocidades angulares. Dicha compensación se realiza a partir del cuaternión que estima esta misma orientación relativa en función de las medidas entregadas por los acelerómetros y por los magnetómetros, cuaternión que se obtiene aplicando el método del gradiente descendiente. Además, dicha compensación queda ponderada por el parámetro de diseño β .

Hasta ahora, se ha supuesto que las medidas entregadas por los sensores no contenían errores, pero esto es falso. Se procede pues a presentar los dos métodos de compensación de errores propuestos por Madgwick.

Compensación de la distorsión magnética

Cabe mencionar que el valor del campo magnético terrestre puede ser empañado por la presencia de elementos ferromagnéticos cercanos al sensor. Por lo tanto, comparar la dirección del campo magnético medido en el sistema de ejes cuerpo con una dirección prefijada no daría un buen resultado si nos encontramos ante una distorsión del campo magnético significativa. Por ello, Madgwick [27] propone una compensación del campo magnético en tiempo real, en la que la dirección del campo magnético terrestre referido al sistema de ejes tierra se obtiene rotando la medida obtenida por los magnetómetros en el sistema de ejes cuerpo al sistema de ejes tierra, teniendo en cuenta la actitud del sistema. Para dicha rotación se emplea el cuaternión que definió la orientación relativa entre ambos sistemas de referencia en el periodo de muestreo anterior, obteniendo el cuaternión puro ${}^E \hat{h}_t$.

$${}^E \hat{h}_t = [0 \quad h_x \quad h_y \quad h_z] = {}^S q_{est,t-1} \otimes {}^S m_t \otimes {}^S q_{est,t-1}^* \tag{6.67}$$

Además, teniendo en cuenta que el campo magnético terrestre solo posee componentes en x y en z , se obtendrá la dirección del vector conocido, para la ecuaciones 6.55 y 6.56, como:

$${}^E \hat{b}_t = [0 \quad \sqrt{h_x^2 + h_y^2} \quad 0 \quad h_z] \tag{6.68}$$

Compensación del offset de los giróscopos

Para compensar el offset de los giróscopos, el autor [27] propone estimar el error en la velocidad angular que está entregando cada uno de ellos. Dicho error, lo estima aplicando la ecuación 6.40 a la inversa (ecuación 6.69).

$${}^S w_{e,t} = 2 {}^S \hat{q}_{est,t-1}^* \otimes {}^S \dot{\hat{q}}_{e,t} \quad (6.69)$$

donde, ${}^S \dot{\hat{q}}_{e,t}$ es un cuaternión que representa la dirección normalizada del error, que se estima se está cometiendo en la velocidad de cambio de la orientación relativa del sistema de ejes tierra con respecto al sistema de ejes cuerpo. Dicho cuaternión es obtenido a partir de las medidas entregadas por los magnetómetros y los acelerómetros. En la ecuación 6.70 se calcula el offset de cada uno de los giróscopos en función de la integral de ${}^S w_{e,t}$, ponderando este valor con una ganancia adecuada, ζ .

$${}^S w_{b,t} = \zeta \sum {}^S w_{e,t} \Delta t \quad (6.70)$$

Esto es lo que el autor [27] define como un filtrado a la orientación, y lo realiza mediante una realimentación de la integral del error cometido en la velocidad de cambio de la orientación entre los dos sistemas de referencia.

Por lo tanto, una vez obtenido, en tiempo real, el offset que afecta a las medidas entregadas por los giróscopos, el valor compensado de la velocidad angular será:

$${}^S w_{c,t} = {}^S w_t - {}^S w_{b,t} \quad (6.71)$$

Hay que añadir que esta última compensación no ha llegado a implementarse, pues los resultados conseguidos sin ella son bastante aceptables.

Resumen del método de Madgwick

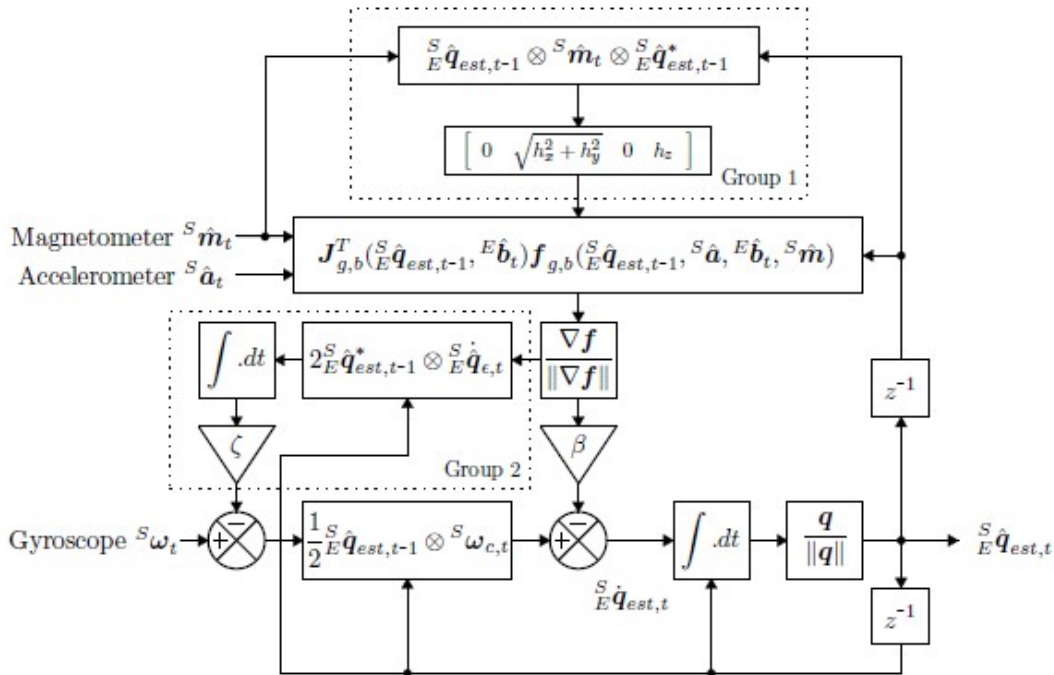


Figura 6.12: Esquema completo del algoritmo para la estimación de la actitud de Madgwick

En la figura 6.12, puede observarse el algoritmo de Madgwick completo. Como puede apreciarse se calcula el cuaternión estimado por el método del gradiente descendiente, aplicando para ello la corrección al vector del campo magnético terrestre. Además, de las medidas entregadas por los giróscopos se obtiene el cuaternión estimado a partir de la velocidad angular. Este último cuaternión es compensado por el cuaternión estimado por el método del gradiente descendiente, afectando a este de una ganancia de ponderación del error (β). Este cuaternión compensado define la velocidad de cambio de la orientación del sistema de ejes tierra con respecto al sistema de ejes cuerpo, y de su integración y normalización se obtiene el cuaternión que define la actitud del sistema.

De una forma más coloquial, se puede decir que el algoritmo utiliza el cuaternión estimado por el método del gradiente descendiente, según las medidas de los acelerómetros y de los magnetómetros, para corregir dos tipos de errores que contienen las medidas entregadas por los giróscopos:

- Errores cuyo valor medio es nulo (ruido del sensor, aliasing, desalineamiento, etc...), ponderados por β .
- Errores cuyo valor medio no es nulo (offset), ponderados por ζ .

Por último, se integra y normaliza el cuaternión, tras aplicar las correcciones anteriores, obteniendo como resultado el cuaternión que define la orientación del sistema de ejes tierra con respecto al sistema de ejes cuerpo. Puede apreciarse como para todos estos cálculos, directa o indirectamente, se emplea el cuaternión que define la orientación relativa de entre los dos sistemas, el cual ha sido estimado en el periodo de muestreo anterior.

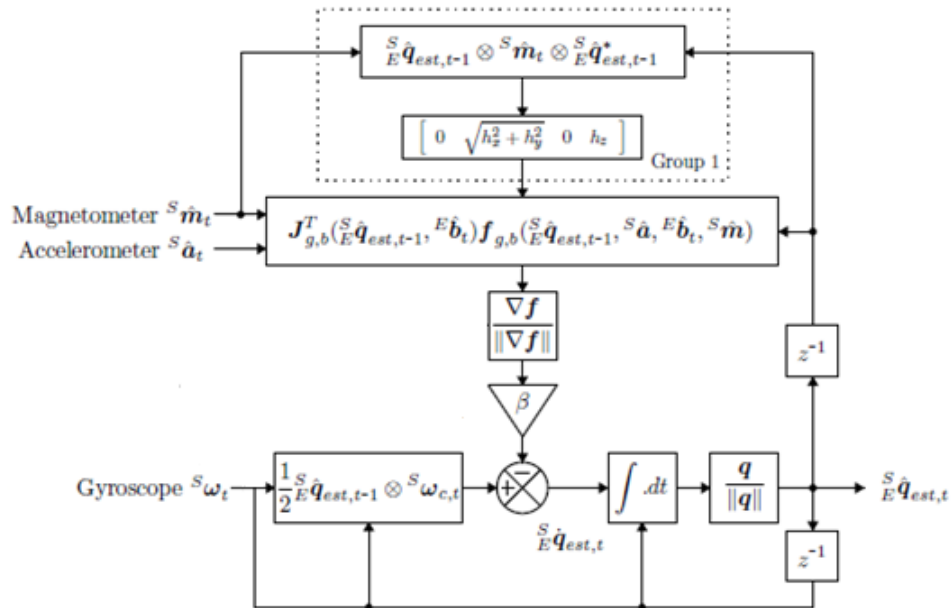


Figura 6.13: Esquema de la parte del algoritmo, para la estimación de la actitud de Madgwick, que realmente se ha implementado

En la figura 6.13, se muestra el diagrama de bloques de la parte que realmente ha sido implementada en este trabajo. Como ya se comentó, se ha omitido la implementación de la parte que cancelaría el offset que afecta a los giróscopos, consiguiendo aun así unos resultados muy aceptables. Por lo que, en nuestro caso solo habrá que ajustar un parámetro de diseño β , el cual como ya se ha mencionado, sirve para tener en cuenta todos los errores de media cero que afectan a la medida entregada por los giróscopos. Para dicho parámetro el autor facilita un valor óptimo, en función de si se dispone de magnetómetros o solo de giróscopos y acelerómetros, como puede verse en la figura 6.14.

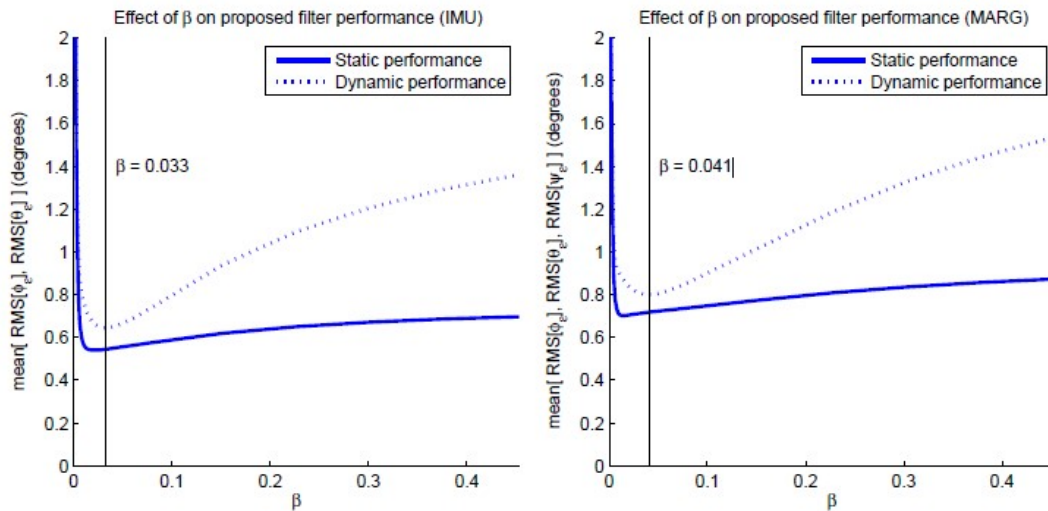


Figura 6.14: Valores óptimos para la ganancia β

Hay que añadir que el algoritmo implementado en el microcontrolador es el que ha sido presentado en este apartado, con el cual se realizará la estimación completa de la actitud del sistema. Pero, si en algún periodo de muestreo no se dispusiese de medidas correctas del campo magnético se empleará el algoritmo con el que se obtiene una estimación incompleta de la actitud del sistema, solamente los ángulos Roll y Pitch. Dicho algoritmo ya se ha desarrollado (ecuaciones 6.51 y 6.52) y su implementación es análoga a la anterior, como puede apreciarse en la figura 6.15.

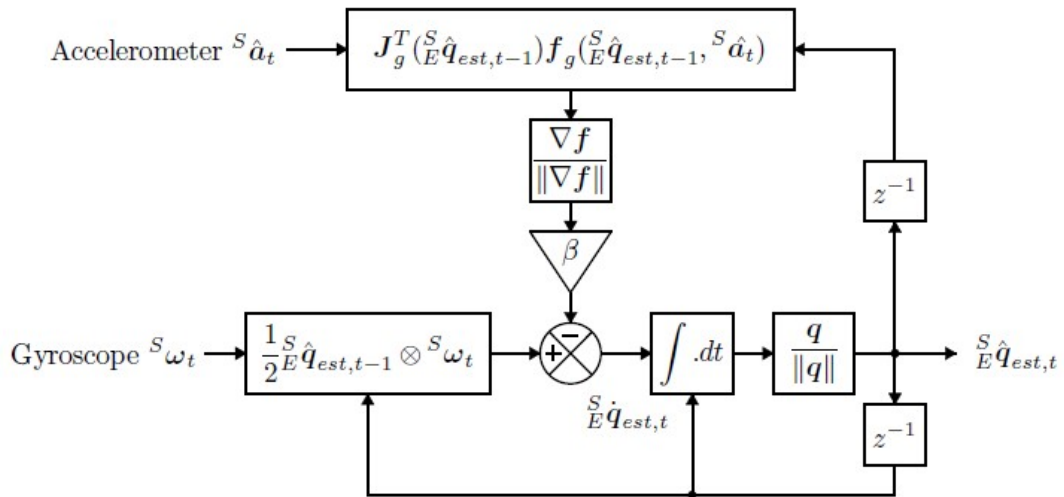


Figura 6.15: Valores óptimos para la ganancia β

Como ya se ha comentado, los cuaterniones pueden expresarse en forma matricial, por lo tanto, una vez comprendido el algoritmo de fusión de sensores propuesto por Madgwick, su implementación en lenguaje C es directa.

Capítulo 7

Simulación en tiempo real (HILS)

7.1. Introducción

Llegado a este punto del trabajo tenemos, por un lado, un controlador que estabiliza al sistema mediante la realimentación de sus variables de estado y, por otro, dichas variables, las cuales son estimadas mediante los métodos presentados en el capítulo anterior. Por lo tanto, se puede pasar a la última etapa antes de llevar el controlador al sistema real, el *Hardware – In – the – Loop Simulation* (HILS). Esta técnica es empleada para el desarrollo y validación de controladores embebidos en tiempo real, es el paso previo antes de probar el controlador diseñado en el sistema real, pues se tiene en cuenta toda la complejidad del modelo de la planta que el sistema embebido deberá controlar.

El desarrollo de este capítulo es el siguiente:

- Se comenzará caracterizando las medidas recogidas por los sensores, empleando para ello la información facilitada por el fabricante en la hoja de características o, cuando esta no este disponible, la recogida experimentalmente.
- Con las medidas de los sensores y las estimaciones caracterizadas se realizará la simulación del hover para verificar que el controlador puede estabilizar el sistema. Una vez comprobado esto, se deben pasar a recursiva las funciones en Z que definen el controlador para poder implementarlas en C en el microcontrolador elegido.
- Se presentarán los bloques empleados en Simulink para manejar los puertos serie del PC, pues la comunicación con el microcontrolador se realizará a través de estos.
- Por último, se procede a realizar el HILS haciendo que el sistema en lazo cerrado realice una maniobra de mayor complejidad, el seguimiento de la actitud marcada por los setpoints.

7.2. Caracterización de medidas

En este apartado se realiza la caracterización de las medidas captadas por los sensores que se eligieron en el capítulo 5. Aunque se hará una excepción, se considerará que se dispone de la actitud estimada del sistema, obtenida a partir del algoritmo de Madgwick. Esto es así pues al implementar este algoritmo en Matlab/Simulink los resultados obtenidos no eran lógicos, pero se comprobó, experimentalmente, que el algoritmo implementado en el microcontrolador empleando el MARG MPU-9250 daba buenos resultados. Por lo tanto, se decidió que no merecía la pena, por motivos de tiempo, seguir indagando en el problema que presentaban las simulaciones.

Para compensar esto, las estimaciones de la actitud, que se obtendrían por el algoritmo de Madgwick, se han caracterizado aumentando considerablemente el nivel de ruido y el delay que realmente contendrían. En la figura 7.1 se puede apreciar la caracterización del vector de estado.

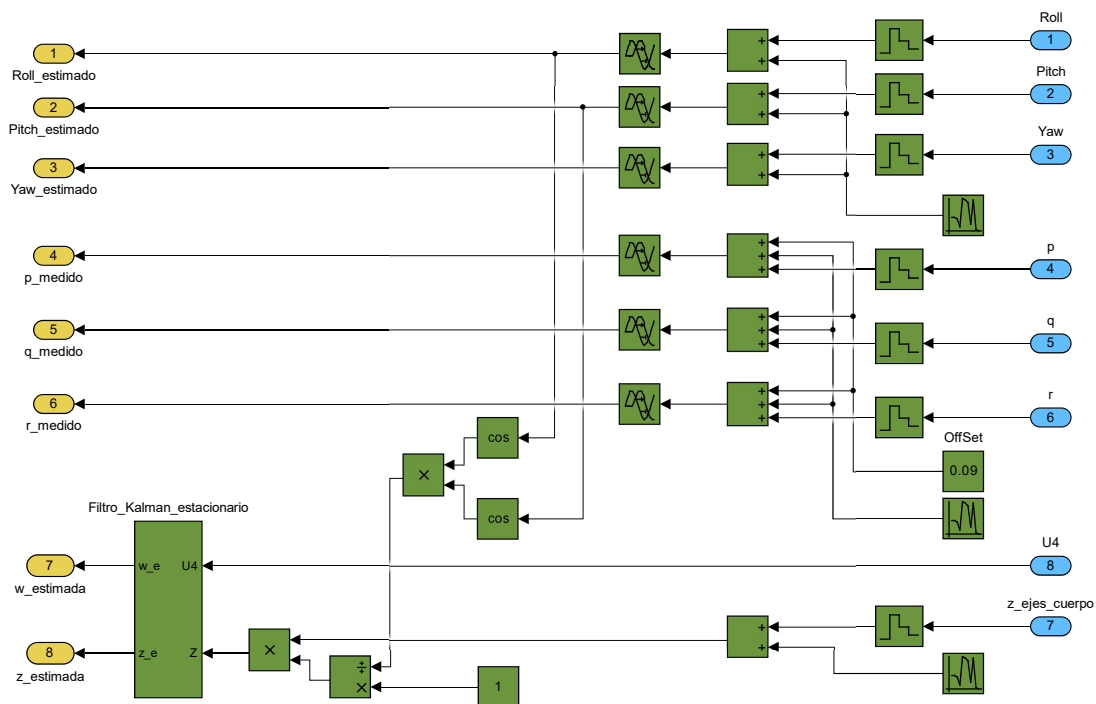


Figura 7.1: Caracterización de las variables de estado empleadas para la realimentación del control.

En la figura 7.1 también puede observarse como las variables de estado que representan velocidades angulares son afectadas de ruido blanco gaussiano y de un offset, ambos según los valores máximos que el fabricante indica para los giróscopos elegidos. Y lo mismo ocurre con el Lidar, como ya se comentó en el capítulo anterior.

7.3. Simulación realista

En este apartado se realizará una de las pruebas que se han ido desarrollando a lo largo del trabajo para validar los controladores diseñados, claro está, con el vector de estado caracterizado en el apartado anterior. Dicha prueba, consiste en realizar una maniobra de despegue y aterrizaje. Los resultados obtenidos tras realizar un pequeño reajuste del controlador se muestran a continuación.

En la figura 7.4 puede observarse como las señales de control se ven afectadas del ruido presente en las variables de estado usadas para la realimentación. Este nivel de ruido se muestra en las figuras 7.5 y 7.6. En la primera de ellas se realizan dos comparativas, por un lado, entre el *Roll* real y el *Roll* usado para la realimentación y, por otro, entre p real y p usado para la realimentación. En la segunda (figura 7.6) se aprecian la calidad de las estimaciones realizadas por el filtro de Kalman estacionario.

Por otro lado, en la figura 7.2 se muestra la actitud del sistema, la cual como puede apreciarse posee oscilaciones de unos 0.5 grados pico-pico. Esto tiene una repercusión directa en la posición del sistema, que como puede observarse en la figura 7.3 posee una deriva en x e y .

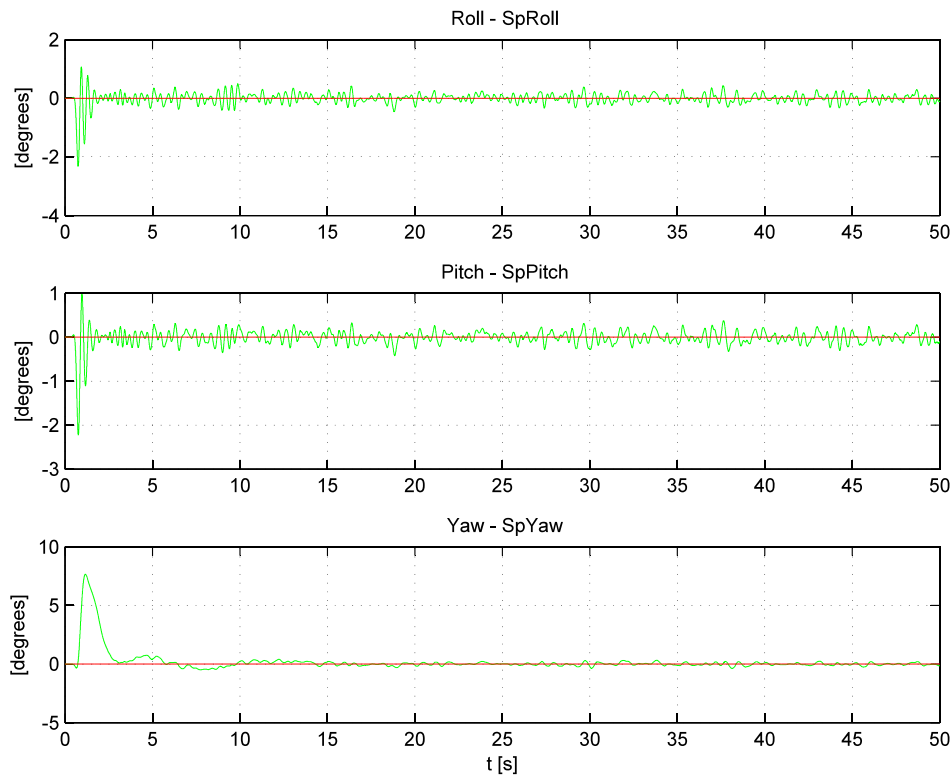


Figura 7.2: Actitud del sistema (—) realizando las maniobras de despegue, hover y aterrizaje, setpoints (—).

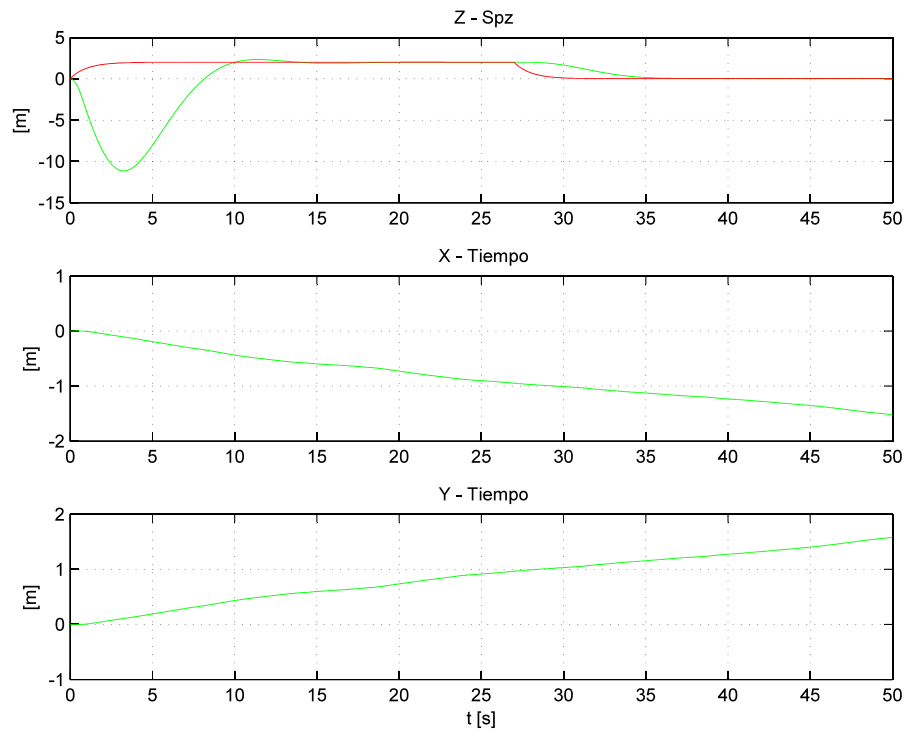


Figura 7.3: Posición del sistema (—) realizando las maniobras de despegue, hover y aterrizaje, setpoints (—).

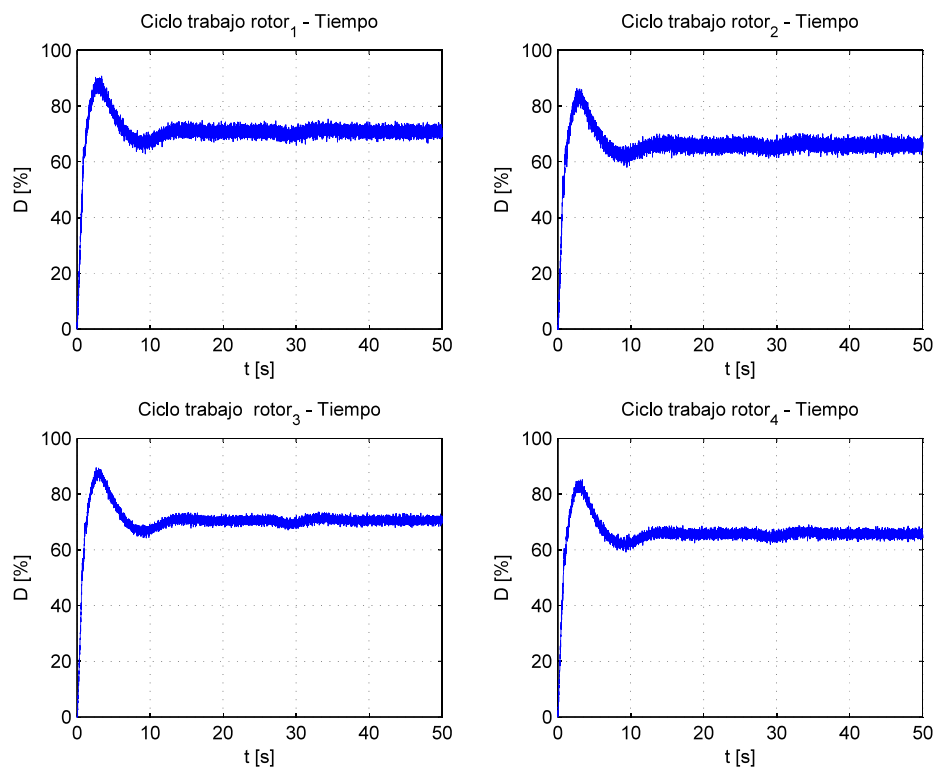


Figura 7.4: Señales de control del sistema al realizar las maniobras de despegue, hover y aterrizaje.

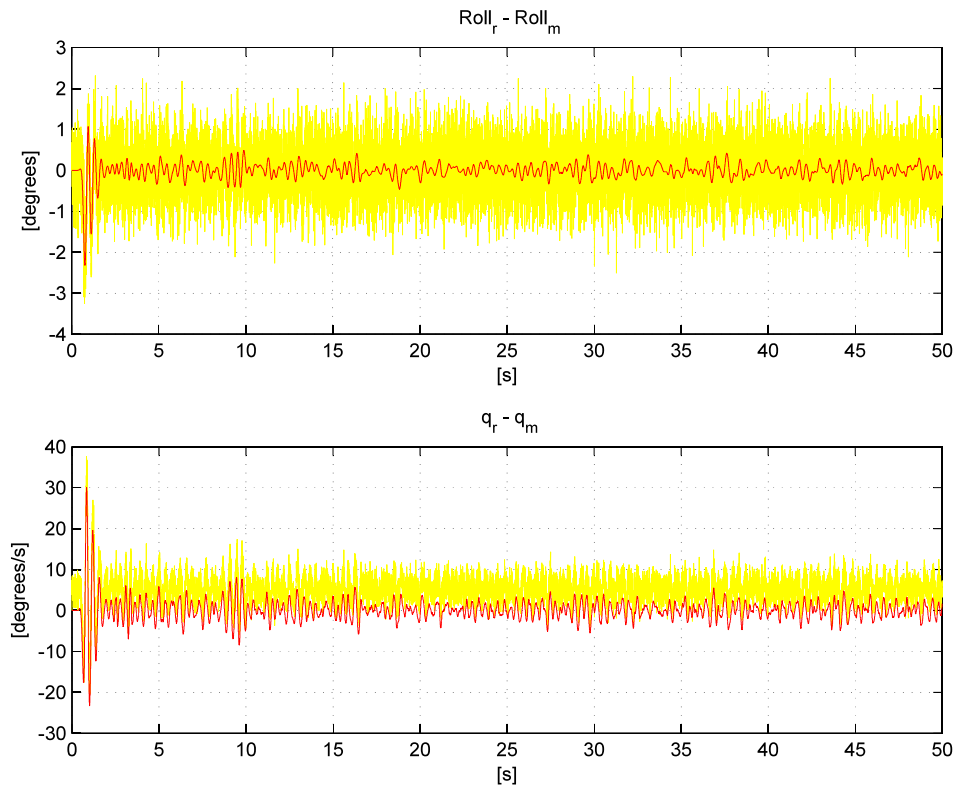


Figura 7.5: *Roll* y *p* reales del sistema (—) vs *Roll* y *p* medidas (—).

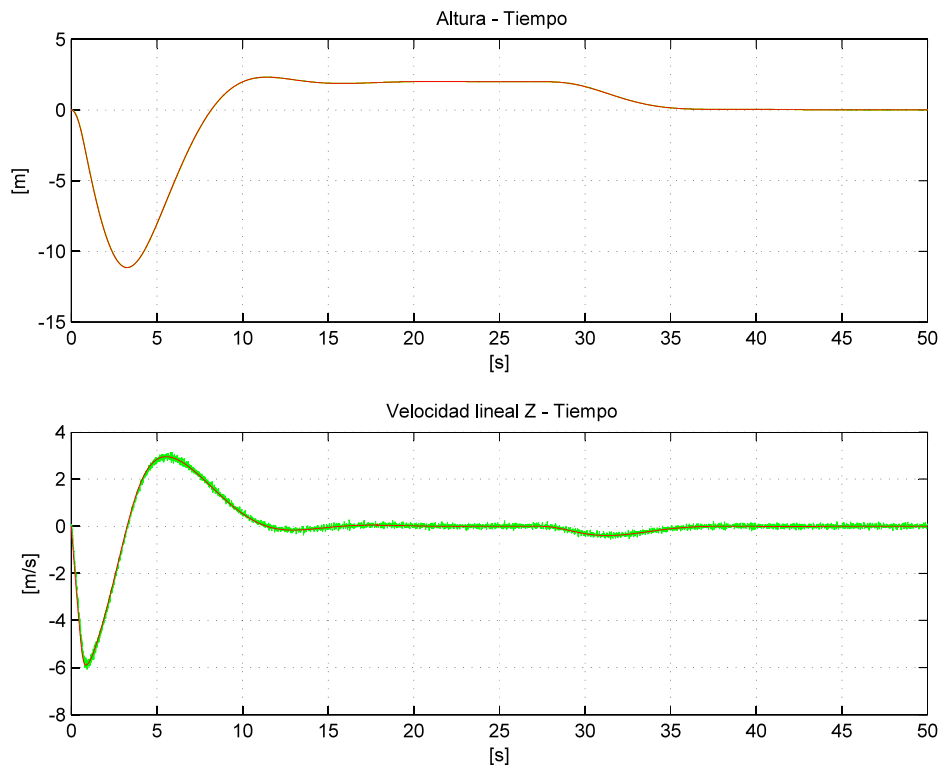


Figura 7.6: *z* y *w* reales del sistema (—) vs *z* y *w* estimadas (—).

Además, se muestra como varía la inercia y la ganancia de uno de los rotores del sistema (figura 7.7) según la caracterización realizada en el capítulo 3.

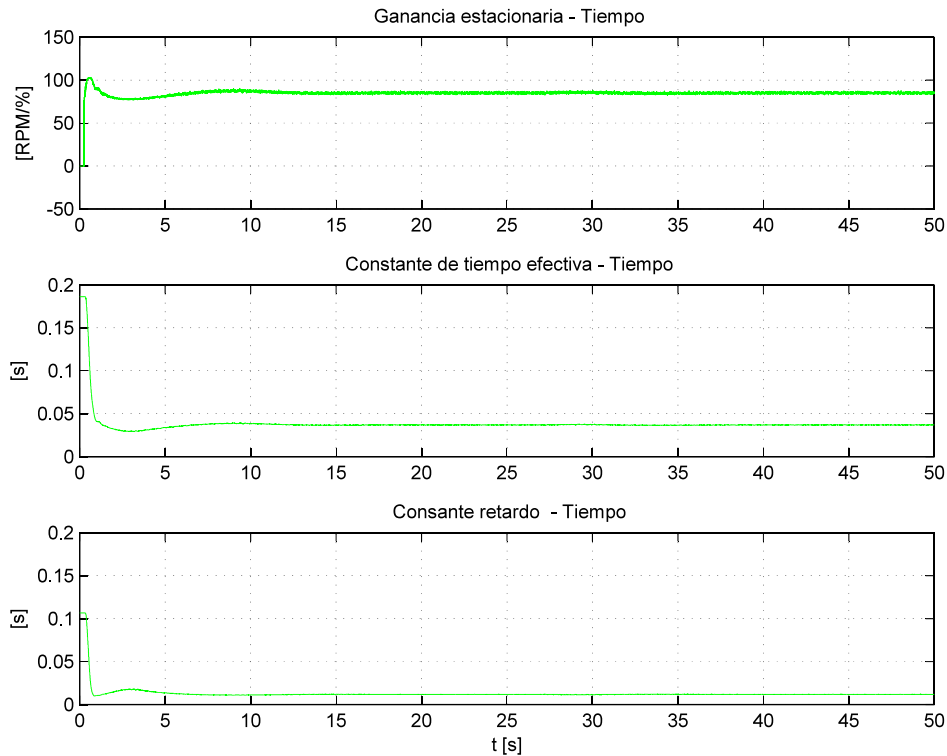


Figura 7.7: Variación dinámica de la ganancia y las constantes de tiempo y retardo efectivas del *rotor*₁.

La deriva en la posición que experimenta el sistema, mostrada en la figura 7.3, es consecuencia de que la estimación de la actitud y la medida de la velocidad angular contienen errores, esto puede observarse en la figura 7.5. Por lo tanto, las variaciones de ángulos que experimenta el sistema en lazo cerrado se traducen en variaciones significativas en la posición, las cuales se deben a la magnitud del empuje generado por los rotores.

Esta simulación muestra que no es posible controlar la posición del sistema si no se dispone de una medida de la misma. Es decir, si queremos realizar una maniobra de despegue y aterrizaje, sin obtener una deriva en las posiciones horizontales, será necesario medir o estimar los desplazamientos horizontales experimentados por el quadrotor. Cabe recordar que el objetivo principal de este trabajo es que el sistema realice la maniobra de hover, se deja para capítulos posteriores el problema del posicionamiento.

7.4. Interfaz Simulink-Microcontrolador

Una vez discretizado el controlador e implementado en C, es necesario disponer de una interfaz entre el microcontrolador y Simulink para realizar el *Hardware – In – the – Loop Simulation*. Para ello, se han empleado varios bloques de Simulink que se presentarán a continuación. El esquema general de la comunicación es el mostrado en la figura 7.8.

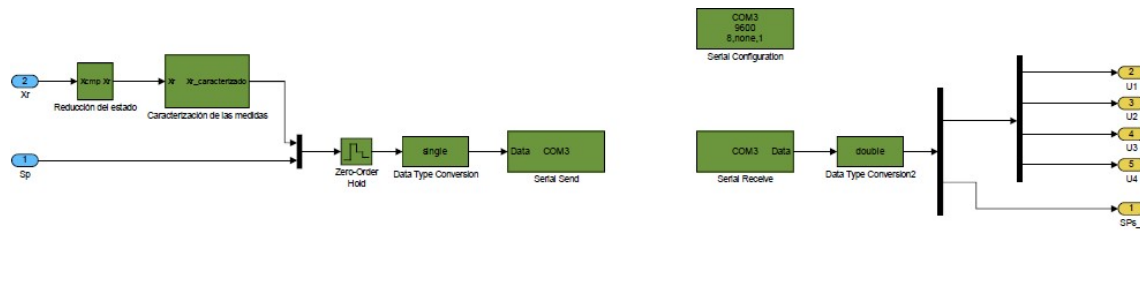


Figura 7.8: Interfaz empleado para enviar y recibir datos entre Simulink y el microcontrolador.

Como puede apreciarse se dispone de dos vectores de salida desde Simulink, los setpoints del sistema y las variables de estado caracterizadas anteriormente. Como entradas desde el microcontrolador llegan las cuatro señales de control de los rotores y las señales filtradas de los setpoints, estas últimas empleadas para compararlas con las salidas del sistema. Dicho esto, se procede a detallar los bloques empleados para realizar la comunicación en Simulink.

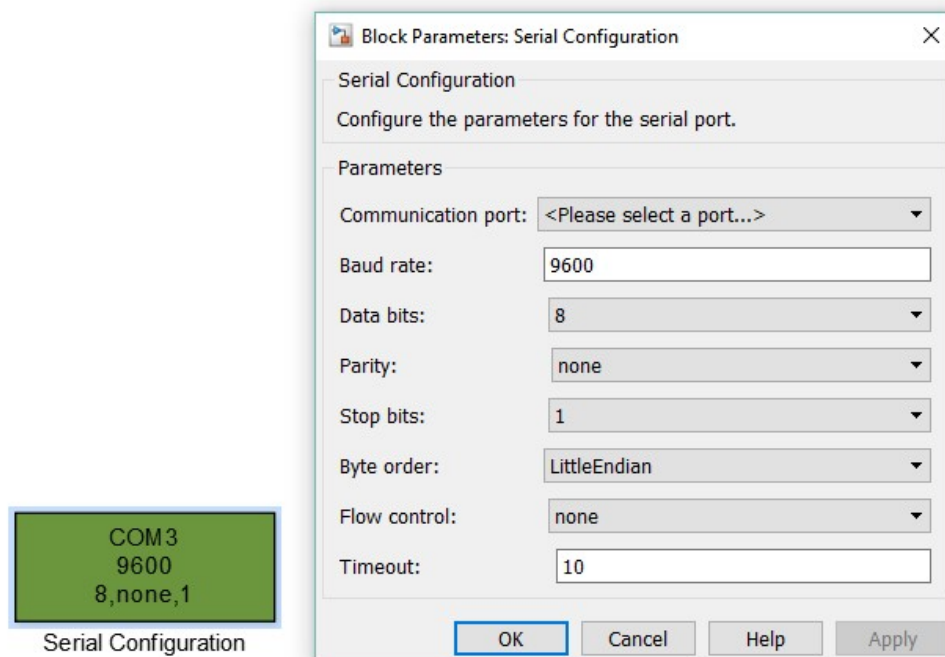


Figura 7.9: Bloque de configuración del puerto serie empleado.

En el bloque de configuración mostrado en la figura 7.9 se ha realizado la siguiente

configuración:

- Puerto serie seleccionado, COM 3 en las pruebas realizadas.
- La velocidad de transmisión, se ha fijado en 9600 baudios.
- El número de bits que se enviarán o recibirán en cada transmisión, se seleccionan 8 bits.
- Si se utiliza paridad y el tipo de paridad, se elige sin paridad.
- Número de bits de Stop al finalizar cada transmisión, se elige 1 bit de stop.
- Orden en el que llegarán los bits de cada byte, se elige LittleEndian (del menos significativo al más significativo).
- Tiempo máximo que Simulink esperará a que esté disponible el dato a recibir, se ha elegido 10 segundos.

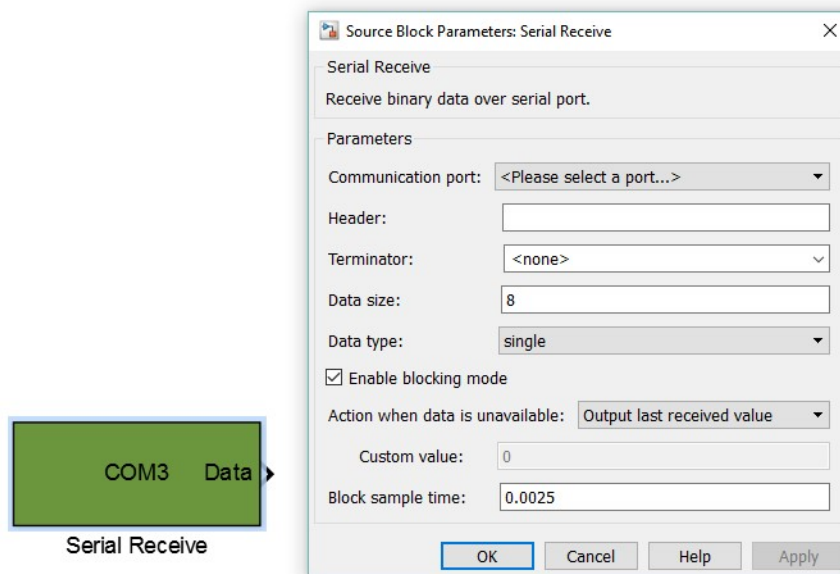


Figura 7.10: Bloque de recepción de datos desde el puerto serie.

En el bloque de recepción mostrado en la figura 7.10 se ha realizado la siguiente configuración:

- Puerto serie seleccionado, COM 3 en las pruebas realizadas.
- Tipo de dato, se selecciona tipo single (flotante de 32 bits).
- Numero de datos float que se van a recibir, se recibirán 8 en total.
- Periodo de muestreo, se fija en 0.0025 segundos.
- Los datos recibidos se esperan sin cabecera ni terminador.

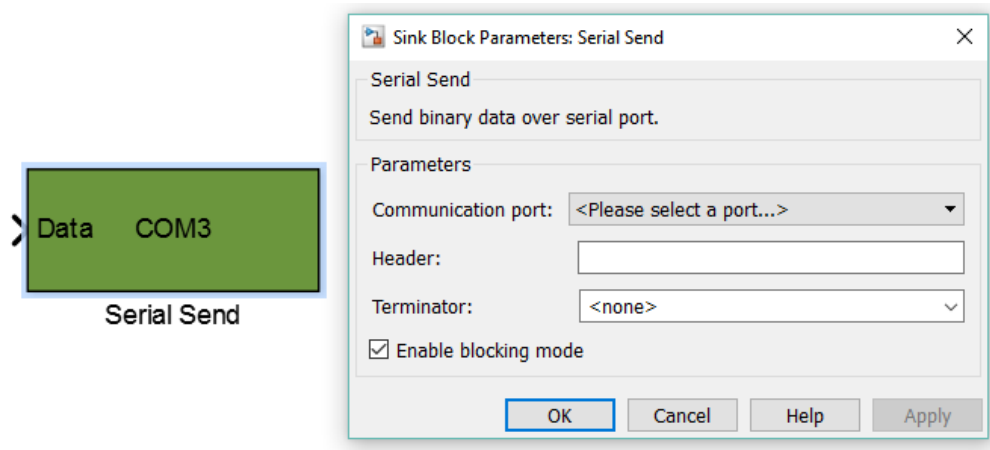


Figura 7.11: Bloque empleado para enviar datos a través el puerto serie.

En el bloque de envío mostrado en la figura 7.11 se debe configurar:

- Puerto serie seleccionado, COM 3 en las pruebas realizadas.
- Los datos se envían sin cabecera ni terminador.

Para seleccionar el periodo de muestreo al que se enviarán datos desde Simulink al microcontrolador se debe emplear el bloque de Zero-Order Hold mostrado en la figura 7.12, dicho periodo debe ser también de 2.5 ms.

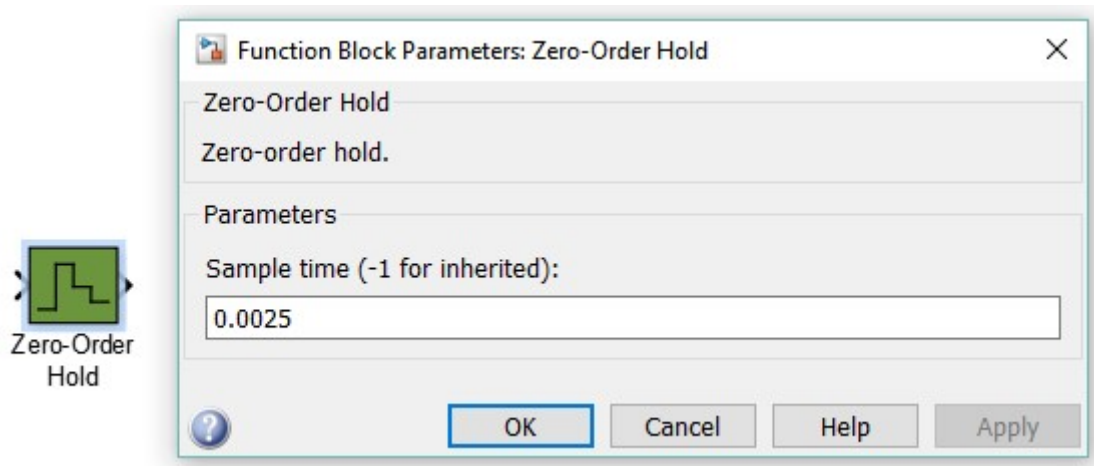


Figura 7.12: Bloque Zero-Order Hold.

Una vez configurada la interfaz en Simulink para la transrecepción de datos podría emplearse una de las interfaces UARTs de la placa de desarrollo LPC4088-32 Developer's Kit, ya que esta posee un integrado que realiza la conversión del protocolo RS232 al protocolo USB. Pero, por motivos de disponibilidad de la placa de desarrollo anterior, se empleó finalmente una tarjeta desarrollada en la asignatura de SABEM cuyo microcontrolador era el LPC4078. Dicha tarjeta no posee ese integrado, por lo que se debe utilizar directamente el protocolo USB. Debido a su complejidad, las bibliotecas utilizadas para enviar y recibir datos mediante este protocolo han sido facilitadas por parte de los directores de este trabajo.

7.5. Simulaciones Hardware-In-the-Loop

Gracias a estas simulaciones se podrá comprobar si el algoritmo implementado en C se corresponde con el controlador desarrollado en Simulink. Para ello, se pretende que el sistema en lazo cerrado realice un seguimiento de los ángulos marcados. A continuación, se muestran los resultados de dicho seguimiento.

Como puede apreciarse, en la figura 7.13, el sistema realiza de forma aceptable el seguimiento de los setpoints que marcan la actitud deseada, aunque hay que añadir que los tiempos de respuesta son mejorables. Como veremos en capítulos posteriores, este tema marcará un punto de inflexión si se desea controlar la posición horizontal del sistema.

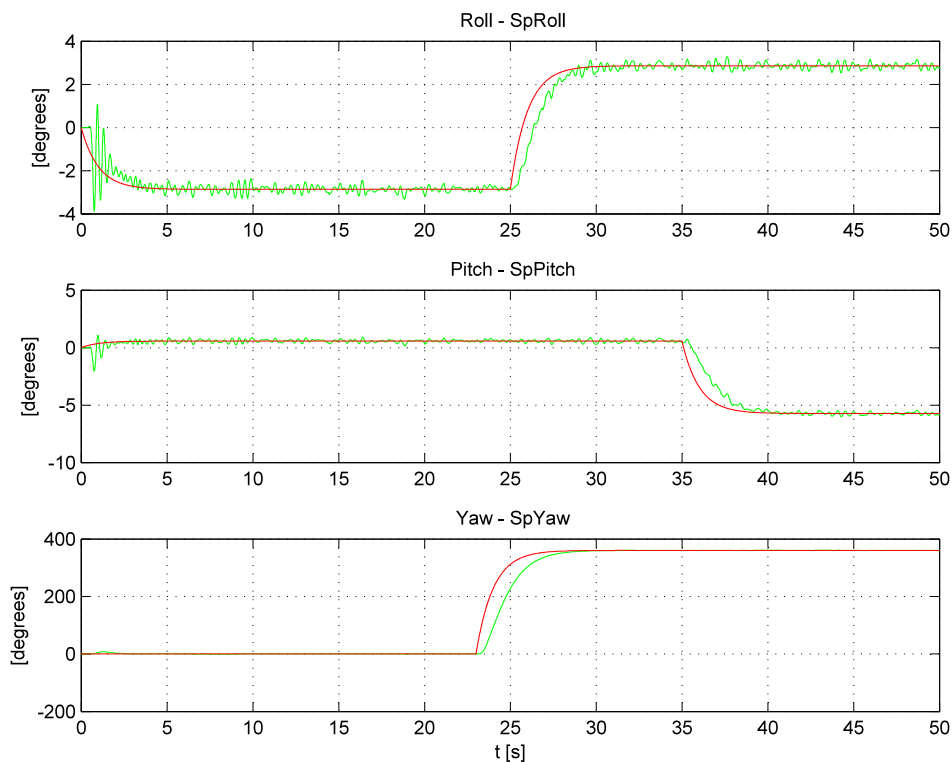


Figura 7.13: Simulación en tiempo real: actitud del sistema (—) realizando las maniobras de seguimiento de los setpoints (—).

En las figuras 7.14 y 7.15 pueden apreciarse la posición del sistema y las señales de control generadas desde el microcontrolador, respectivamente.

En el *Hardware – In – The – LoopSimulation* se ha realizado el control del modelo no lineal completo del sistema y los resultados obtenidos han sido bastante aceptable. Por lo tanto, se procede a llevar el controlador al sistema real, cuyos detalles se discutirán en el próximo capítulo.

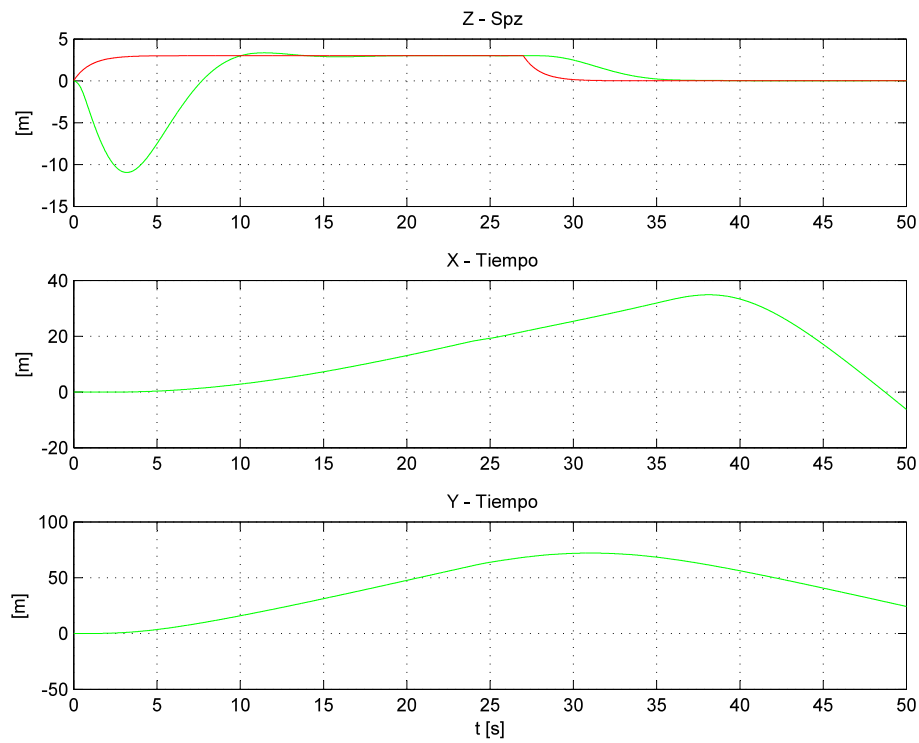


Figura 7.14: Simulación en tiempo real: posición del sistema (—) realizando las maniobras de despegue, seguimiento de ángulos y aterrizaje (setpoints —).

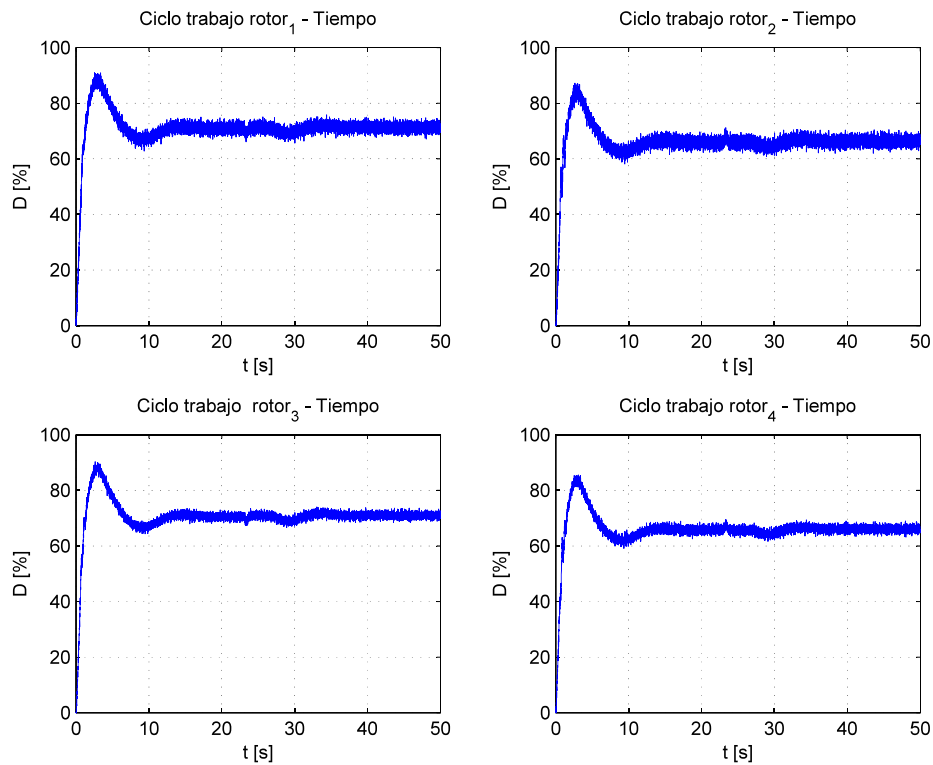


Figura 7.15: Simulación en tiempo real: señales de control del sistema al realizar las maniobras de despegue, hover y aterrizaje.

Capítulo 8

Controladores implementados en el sistema real

8.1. Introducción

En este capítulo, se abordarán el rediseño de los controladores de la actitud y la altura, al cual denominaremos de aquí en adelante, controlador de estabilidad. Este rediseño, está basado en los aspectos más relevantes de las primeras pruebas realizadas con el sistema real, las cuales fueron muy poco alentadoras. Para comprender lo que sucedía en esas pruebas, y poder realizar un buen ajuste del controlador, es necesario introducir la estructura de control I-PD y analizar su funcionamiento, ya que hasta el momento no se estaba realizando un ajuste adecuado del controlador LQR/LQG para este sistema.

Solucionado el problema del control de estabilidad, se abordará el diseño del controlador de posición, pues aunque este quedaba fuera del alcance de este trabajo, no es posible realizar pruebas, sin “riesgo de destrucción para el sistema”, si no se realiza un control de la posición horizontal. Una vez planteado el problema del control de la posición, se desarrollara el procedimiento seguido para obtener dicho controlador, comentando las carencias del primer diseño realizado y las soluciones desarrolladas.

En todas las simulaciones se empleará el vector de estado caracterizado en el capítulo 7, además, los controladores han sido discretizados para una frecuencia de muestro de 400Hz, buscando con esto el mayor realismo posible en dichas simulaciones. Se dejará para los siguientes capítulos la presentación de los resultados obtenidos con el sistema real.

8.2. Estructura I-PD

Como ya se ha comentado, las primeras pruebas en el sistema real no se correspondían para nada con lo que, según las simulaciones, debía ocurrir. No se disponen de datos de estas pruebas, ya que carecía de sentido recoger datos en los que se intervenía, constantemente, en el comportamiento del sistema para evitar que sufriese

daños. Resumiendo, el comportamiento del sistema en lazo cerrado no era aceptable. Para comprender bien lo que estaba sucediendo se analizaron detalladamente las matrices de control obtenidas de la ecuación de Riccati y la estructura del controlador LQR, la cual se vuelve a mostrar en la figura 8.1.

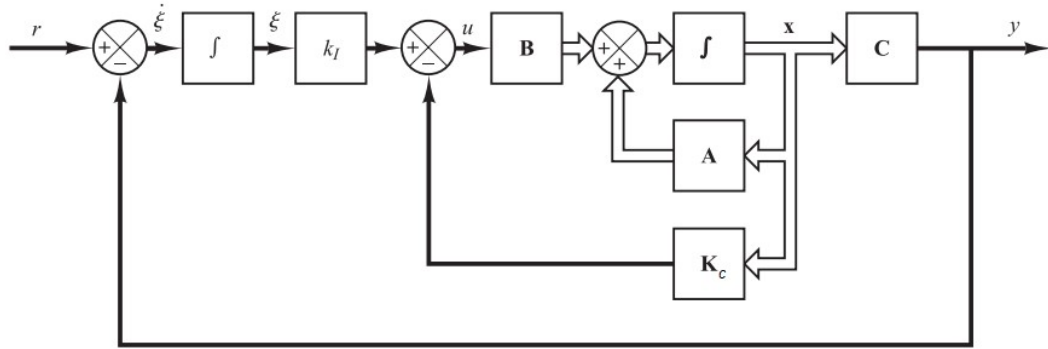


Figura 8.1: Estructura controlador LQR con acción integral.

Cabe recordar el orden del vector de estado empleado para realimentar al controlador que estabiliza el sistema y el orden del vector de señales de control que dicho controlador genera.

Variables de estado:

- $X_1 = \phi$, Ángulo de alabeo (*Roll*), sistema ejes cuerpo.
- $X_2 = \theta$, Ángulo de cabeceo (*Pitch*), sistema ejes cuerpo.
- $X_3 = \psi$, Ángulo de guiñada (*Yaw*), sistema ejes cuerpo.
- $X_4 = p$, Velocidad angular sobre el eje x , sistema ejes cuerpo.
- $X_5 = q$, Velocidad angular sobre el eje y , sistema ejes cuerpo.
- $X_6 = r$, Velocidad angular sobre el eje z , sistema ejes cuerpo.
- $X_7 = w$, Velocidad lineal eje z , sistema ejes tierra.
- $X_8 = z$, Posición en z , sistema ejes tierra.

Señales de control:

- U1 → Señal de control del ángulo de cabeceo, *Pitch*.
- U2 → Señal de control del ángulo de alabeo, *Roll*.
- U3 → Señal de control del ángulo de guiñada, *Yaw*.
- U4 → Señal de control de la altura del sistema referida al sistema ejes tierra, z .

Se muestran ahora los elementos de las matrices K_i y K_c que caracterizan el controlador, implementado en el microcontrolador, con el que se han realizado las pruebas con el sistema real ya comentadas. Hay que tener en cuenta que muchos de los términos iniciales de estas matrices se han despreciado, pues su orden de magnitud se encontraba entorno a los 10^{-19} , por lo que solo se muestran los términos significativos.

$$K_c = \begin{pmatrix} 0 & 1.7122 & 0 & 0 & 0.2329 & 0 & 0 & 0 \\ 1.9152 & 0 & 0 & 0.2367 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.7826 & 0 & 0 & 0.2944 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.7932 & 1.2822 \end{pmatrix} \quad (8.1)$$

$$K_i = \begin{pmatrix} 0 & 2 & 0 & 0 \\ 2.8284 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.3162 \end{pmatrix} \quad (8.2)$$

Si se reagrupan las matrices en ecuaciones, despreciando los términos que afectan de manera indirecta a la señal de control que se corresponde con cada una de las salidas (debido a su bajo orden de magnitud), se obtiene:

$$\begin{aligned} U_\theta &= 2 \int e_\theta dt - \left(1.7122\theta + 0.2329 \frac{d\theta}{dt} \right) \\ U_\phi &= 2.8284 \int e_\phi dt - \left(1.9152\phi + 0.2367 \frac{d\phi}{dt} \right) \\ U_\psi &= 2 \int e_\psi dt - \left(1.7826\psi + 0.2944 \frac{d\psi}{dt} \right) \\ U_z &= 0.3162 \int e_z dt - \left(1.7932z + 1.2822 \frac{dz}{dt} \right) \end{aligned} \quad (8.3)$$

Como puede apreciarse (ecuación 8.3) las cuatro leyes de control corresponde a ley de control de I-PD, véase ecuación 8.4.

$$U = K_I \int e dt - \left(K_P y + K_D \frac{dy}{dt} \right) \quad (8.4)$$

Puede pensarse que esto es algo obvio, ya que se trata de un regulador LQR, pero si no se tiene especial cuidado en el diseño puede dar lugar a comportamientos imprevistos. Como puede apreciarse en la ley de control 8.4, la acción proporcional y la acción derivada siempre perseguirán que la salida del sistema sea cero. En nuestro caso, esta situación coincide con los puntos de equilibrio donde se ha linealizado el sistema, valores nulos para los ángulos Roll, Pitch, Yaw y Z.

Por lo tanto, toda situación que requiera sacar al sistema de su punto de equilibrio se realiza a través de la acción integral. Es decir, la acción integral en este caso está ejerciendo el papel de una acción proporcional, cuando la labor que debería realizar es la de compensar el error estacionario presente en las salidas del sistema en lazo cerrado. Esto tendrá un efecto muy negativo si el modelo donde se han ajustado los controladores no coincide exactamente con el sistema real, o se pretende que el sistema en lazo cerrado sea considerablemente rápido.

En el caso de la altura del sistema, el controlador LQG conseguía estabilizar esta salida del sistema real, pues se ha ajustado de forma que su respuesta en lazo cerrado es suficientemente lenta, como puede apreciarse en la figura 8.2.

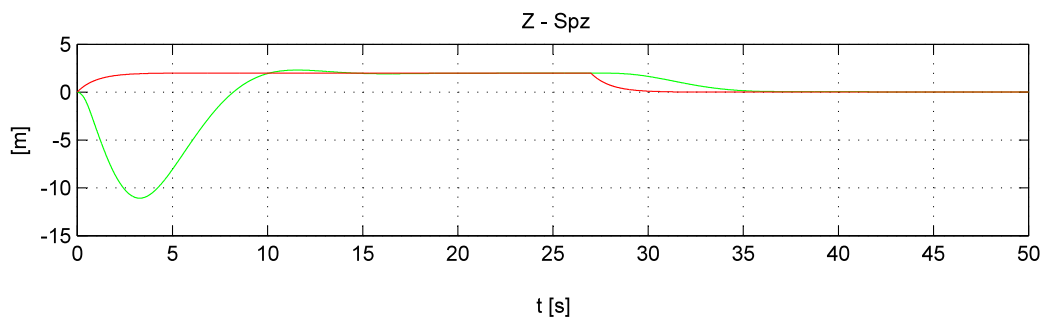


Figura 8.2: Altura del sistema (—) frente al setpoint (—).

Pero, cuando el controlador LQR se ajusta para que siga rápidamente a una actitud determinada, figura 8.3, toda la señal de control que va a favor de llevar al sistema al valor de los setpoints es integral y hasta que el sistema no sobrepase los setpoints marcados, dicha señal integral, no comenzará a descargarse. Al pretender que sea un sistema en lazo cerrado rápido, esta señal de control integral crece rápidamente, por lo que cuando la salida del sistema llega al setpoints solicitado se tiene una acción integral, de una magnitud considerable, que debe descargarse para que no se sobrepase el setpoint. Pero, esta señal no se descargará hasta que el error cambie de signo, dando lugar a una situación de inestabilidad o, en el mejor de los casos, de oscilaciones mantenidas.

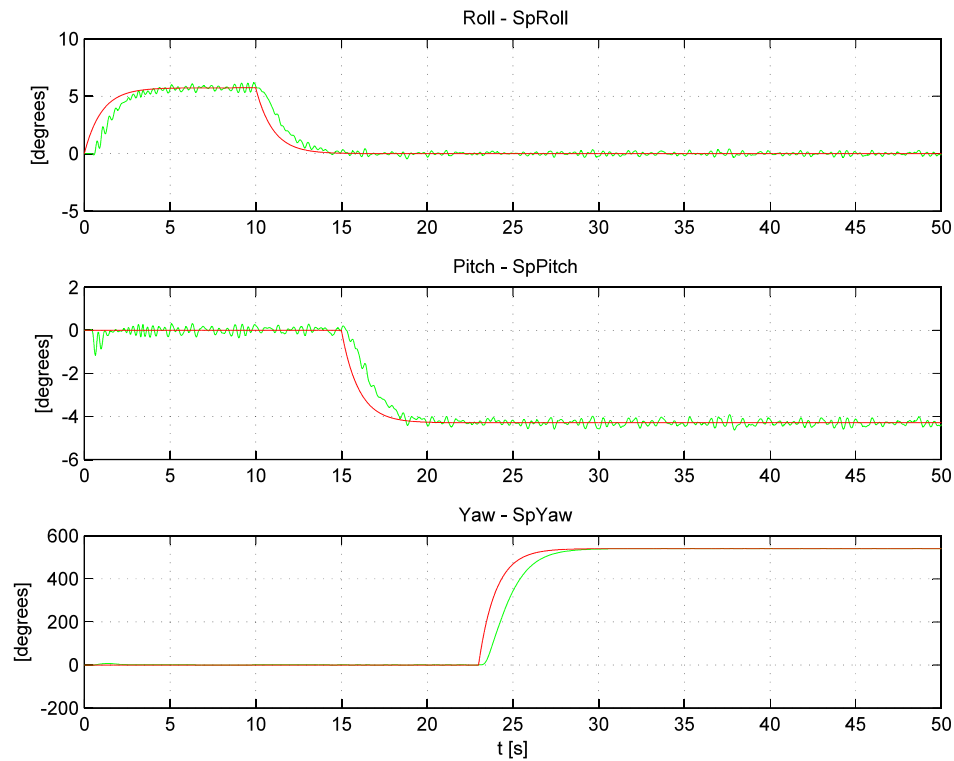


Figura 8.3: Actitud del sistema (—) frente a los setpoints (—).

Por lo tanto, se llega a dos conclusiones:

- El controlador, en el caso de la actitud, no podrá realizar un seguimiento rápido de los setpoints, ya que nos encontraremos con el problema comentado. Solo será válido para estabilizar al sistema en su posición de equilibrio (hover) y para ello es necesario que las acciones dominantes sean la proporcional y en segundo lugar la derivativa.
- Si se desea controlar la posición del sistema, se requiere un controlador que realmente pueda seguir rápidamente cambios en los setpoints que marcan la actitud del mismo, por lo tanto habrá que recurrir a otra estructura de control, PID.

En este punto del trabajo se tomó la siguiente decisión, en primer lugar, se ajustaría el controlador LQR/LQG, con la estructura I-PD, para garantizar que el sistema realizaba con éxito el objetivo de este trabajo, la maniobra del hover. Una vez conseguido esto, se modificaría la estructura del controlador, transformándola en la estructura de un PID.

8.2.1. Reajuste del controlador LQR /LQG

Este reajuste, se realizó modificando el valor de las matrices Q y R que marcan el peso de las variables de estados y las señales de control. En concreto, se aumentó el peso de las variables de estado que se corresponden con los ángulos del sistema y se disminuyó el peso del error en dichos ángulos. Los resultados obtenidos, en simulaciones al intentar que el sistema en lazo cerrado realice un seguimiento de una actitud solicitada son mostrados en la figura 8.4. Como puede apreciarse, el sistema en lazo cerrado es mucho más lento que en simulaciones anteriores.

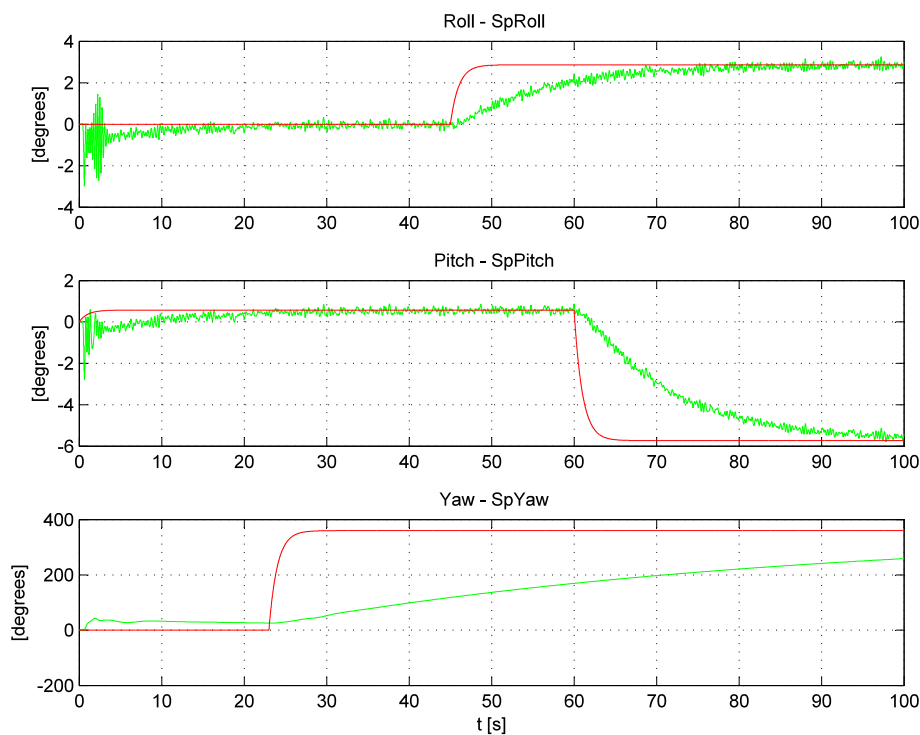


Figura 8.4: Actitud del sistema (—) frente a los setpoints marcados(—).

Se muestran ahora los resultados obtenidos al simular la maniobra del hover con este nuevo controlador. En la figura 8.5 puede verse la actitud del sistema, la cual es bastante aceptable. Aunque se podría mejorar la respuesta de la guiñada, pues como se puede apreciar el controlador tarda bastante tiempo en conseguir que esta llegue a los cero grados. Este reajuste no se ha realizado en el modelo matemático, pues como se ha comprobado los controladores, correctamente diseñados en dicho modelo, al ser llevados al sistema real dan un resultado cualitativamente esperado, pero no merece la pena realizar un ajuste fino de estos en el modelo, pues la respuesta en el sistema real no corresponderá cuantitativamente a la esperada. Esto se debe a la incertidumbre existente en el modelo matemático y el sistema real.

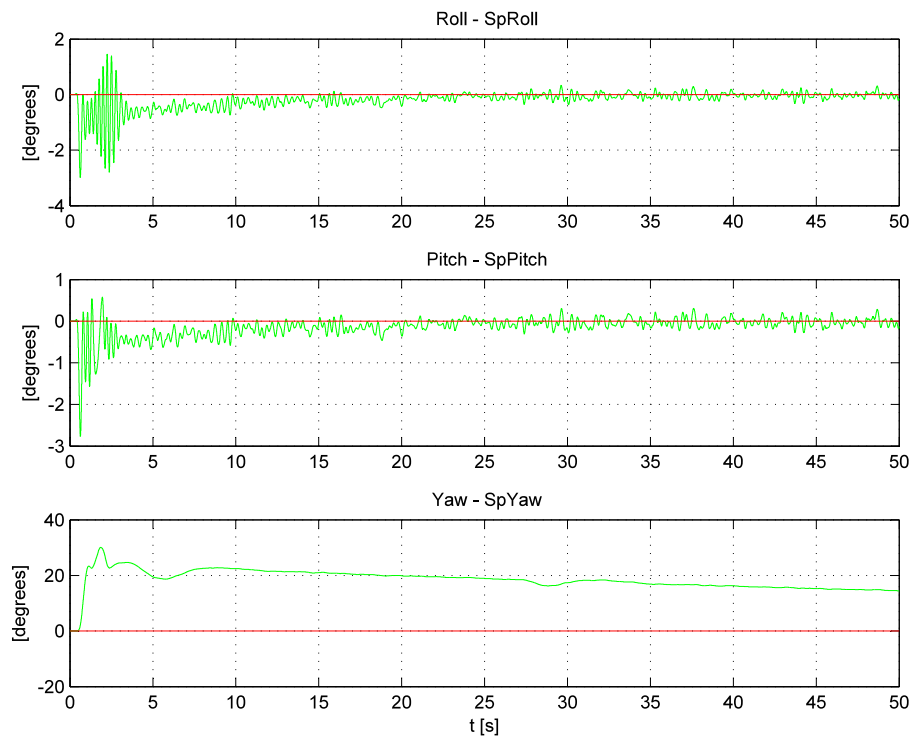


Figura 8.5: Actitud del sistema (—), realizando la maniobra del hover (—).

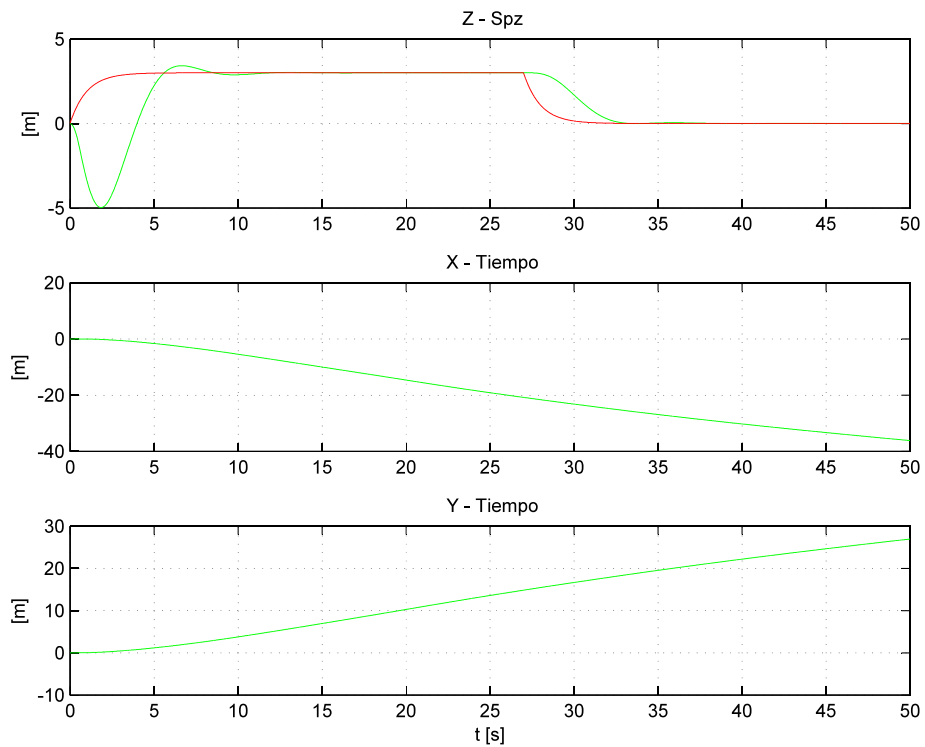


Figura 8.6: Posición del sistema (—) al realizar las maniobras de despegue, hover y aterrizaje (—).

En la figura 8.6, pueden apreciarse la altura del sistema y los desplazamientos horizontales experimentados por el mismo. Como puede observarse, el sistema experimenta desplazamientos horizontales de decenas de metros en menos de 1 minuto de simulación, aun cuando los ángulos *Roll* y *Pitch* experimentan minúsculas variaciones indeseadas, de unos 0.5 grados como máximo.

Por lo tanto, esta simulación vuelve a mostrar la realidad, no es posible realizar pruebas con el sistema real controlando únicamente su actitud y su altura, sin riesgo de destruirlo. Aun así, se realizaron varias pruebas con el sistema real, llevadas a cabo en el laboratorio de investigación del grupo GAPSIS, manteniéndolo atado con varios cordinos. En estas pruebas se consiguió realizar unas maniobras del hover muy aceptables, teniendo en cuenta que había que corregir continuamente la posición del sistema usando el cordino de seguridad. No se dispone de estos resultados obtenidos con el sistema real, pues la telemetría se desarrollo en una fase posterior de este trabajo.

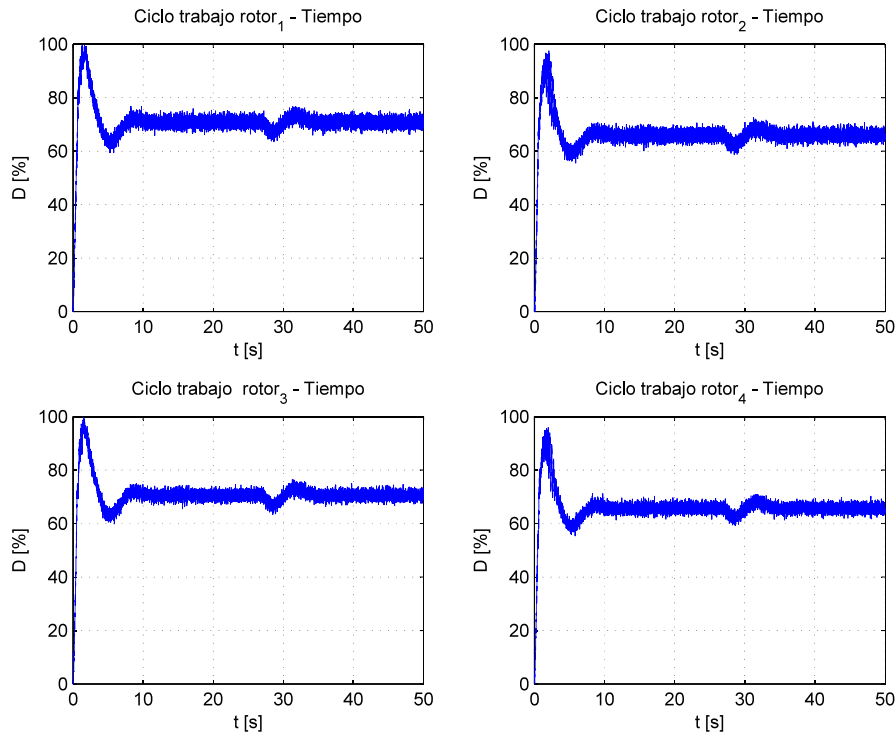


Figura 8.7: Señales de control del sistema, maniobra de hover.

8.3. Modificación de la estructura del controlador LQR/LQG

En esta apartado se desarrollará un controlador rápido para la actitud del sistema. Como se ha comprobado, contamos con un controlador LQR (LQG para la altura) que estabiliza muy bien al sistema real, siendo robusto ante perturbaciones. La idea es aprovechar los valores de las matrices que caracterizaban al controlador anterior, reajustando dichos valores para la nueva estructura de control. De esta forma, todo el trabajo desarrollado antes no será en vano, pues si dichos valores conseguían que el sistema se estabilizase correctamente en el punto de equilibrio para el cual han sido diseñados, también será posible que estos estabilicen al sistema en la vecindad de dicho punto de equilibrio. Además, el LQR/LQG basado en una estructura PID tendrá, entre otras, una ventaja fundamental frente a un PID convencional, ya que el controlador anterior exigía que se dispusiese de una buena estimación de las ocho variables de estado empleadas para la realimentación. Se tiene pues, una buena estimación, o medida, de las variables de estado que se corresponden con las derivadas de las salidas del sistema. Es decir, no será necesario derivar la salida para obtener la acción derivada de la estructura PID. Esto es una gran ventaja, ya que estas salidas contienen un nivel de ruido significativo, por lo que si se derivasen sería necesario filtrar posteriormente la acción derivada. Este filtrado implica que la acción derivada contiene un desfase con respecto a las otras dos acciones, en concreto con respecto a la acción proporcional, lo que limitaría la calidad del control que se podría llegar a conseguir. Por lo tanto, en el LQR/LQG basado en una estructura PID las tres acciones irán, prácticamente, en fase.

Además, como cabe esperar, se verán aumentadas las prestaciones del control, en cuanto a seguimiento de setpoints, respecto al controlador basado en la estructura I-PD. Ya que en esta nueva estructura de control, es la acción proporcional la que se encarga de llevar al sistema a dichos setpoints, como puede deducirse de la ley de control de un PID, véase ecuación 8.5.

$$U = K_I \int e dt + K_P e + K_D \frac{de}{dt} \quad (8.5)$$

Como puede apreciarse en la figura 8.8, para la acción derivada solo ha sido necesario derivar los setpoints. En dicha figura puede observarse como, además de las matrices K_P , K_D y K_I , se han dispuesto tres matrices en serie con estas acciones, su finalidad es realizar un ajuste fino de los parámetros obtenidos a partir del regulador LQR/LQG basado en una estructura I-PD.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos en varias simulaciones, en las cuales, se somete al sistema en lazo cerrado a varios seguimientos de setpoints, manteniendo la misma frecuencia muestreo que en el caso anterior (400Hz). La estimación, o medida, de las variables de estado es idéntica a la presentada en el capítulo 6. En la primera de estas pruebas se realizará un seguimiento a una serie de entradas tipo escalón, las cuales han sido filtradas. Como puede apreciarse en la figura 8.9, el sistema en lazo cerrado sigue rápidamente a los setpoints, excepto en una primera etapa de estabilización.

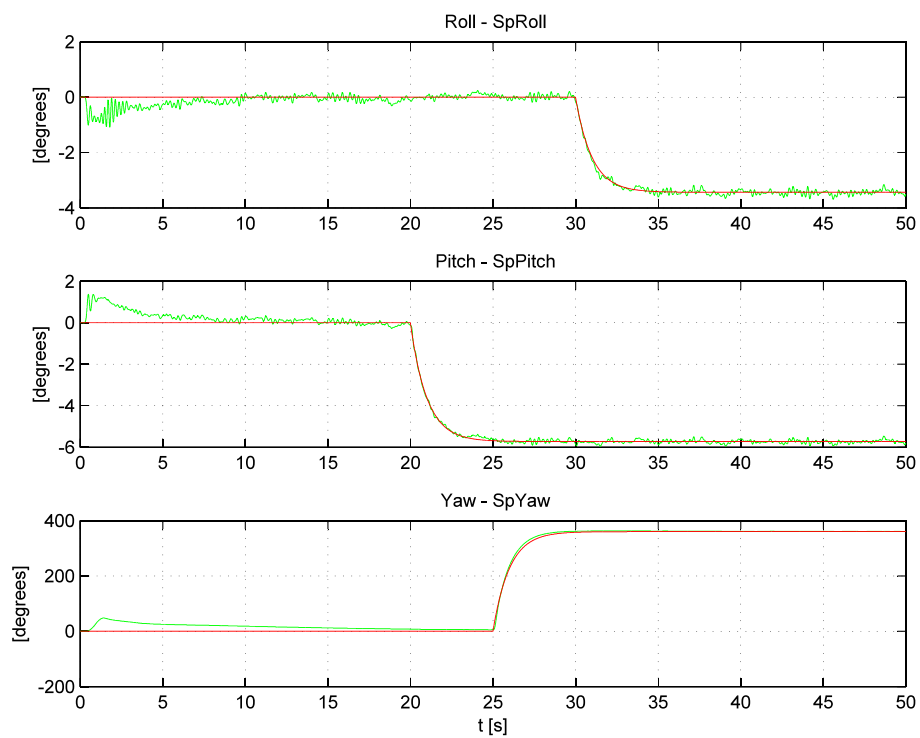


Figura 8.9: Actitud del sistema (—), realizando maniobras de seguimiento de escalones (—).

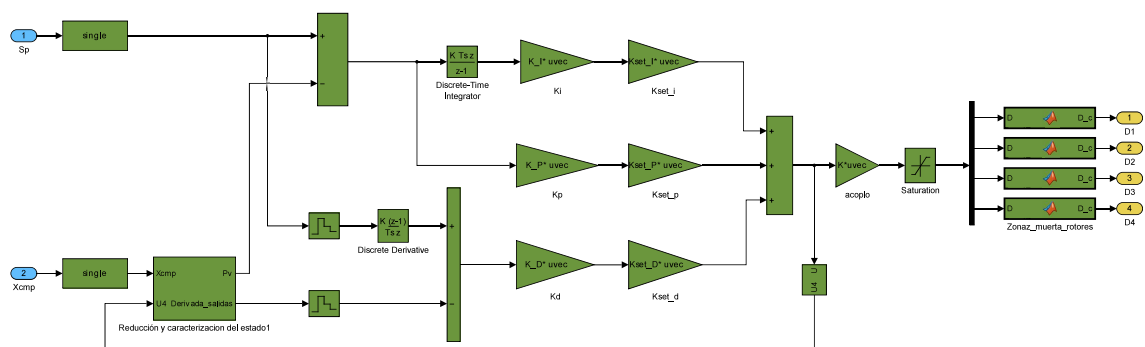


Figura 8.8: Estructura de control PID, modelada en Simulink.

Para realizar este seguimiento, el controlador ha generado las cuatro señales de control mostradas en la figura 8.10. En ellas, se aprecia como el controlador debe ser más agresivo para que el sistema en lazo cerrado sea más rápido.

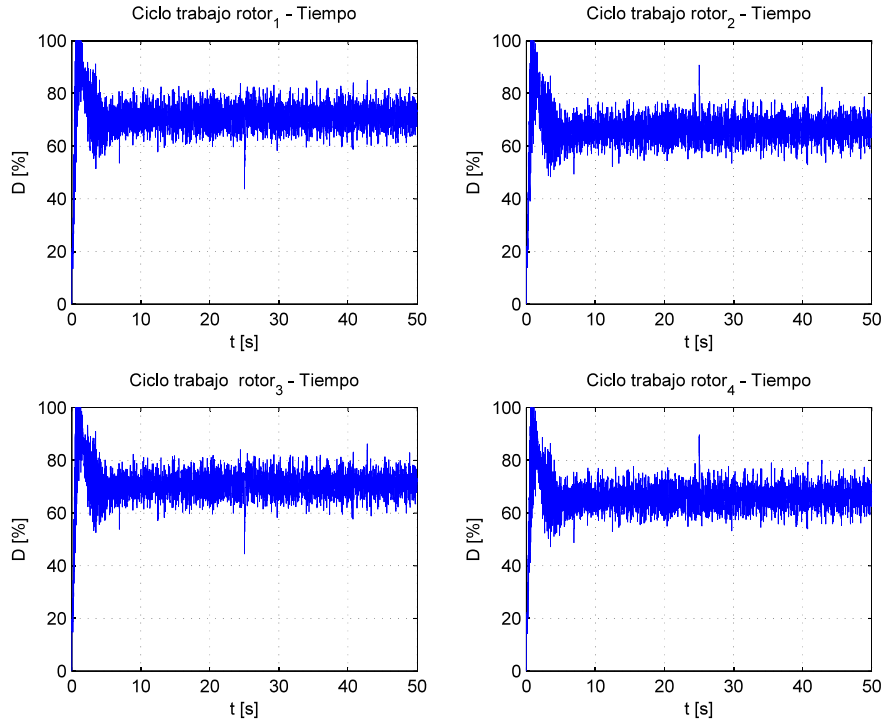


Figura 8.10: Señales de control del sistema, maniobras de seguimiento.

Recordemos que el objetivo de este nuevo controlador es conseguir estabilizar al sistema en una posición horizontal determinada. Para ello, será necesario que el controlador sea suficientemente rápido para seguir de forma efectiva a unos setpoints en los ángulos *Roll* y *Pitch*, responsables del desplazamiento horizontal del sistema. Por lo tanto, se realizará una segunda simulación en la que el sistema en lazo cerrado deberá seguir, en *Roll* y en *Pitch*, a una señal senoidal de una frecuencia de 1.5Hz y una amplitud de 0.1 rad, a la cual no se le ha aplicado ningún filtro. Con esta prueba, se estima que si el sistema en lazo cerrado es capaz de seguir a unos setpoints que cambian a esta velocidad, podrá realizarse sin problema un control de su posición horizontal. Teniendo en cuenta que, en este trabajo, no se pretende que el sistema se desplace a grandes velocidades.

Como puede apreciarse en la figura 8.11, el sistema sigue rápidamente a los setpoints sinodales, para ello las señales de control generadas por el controlador son las mostradas en la figura 8.12.

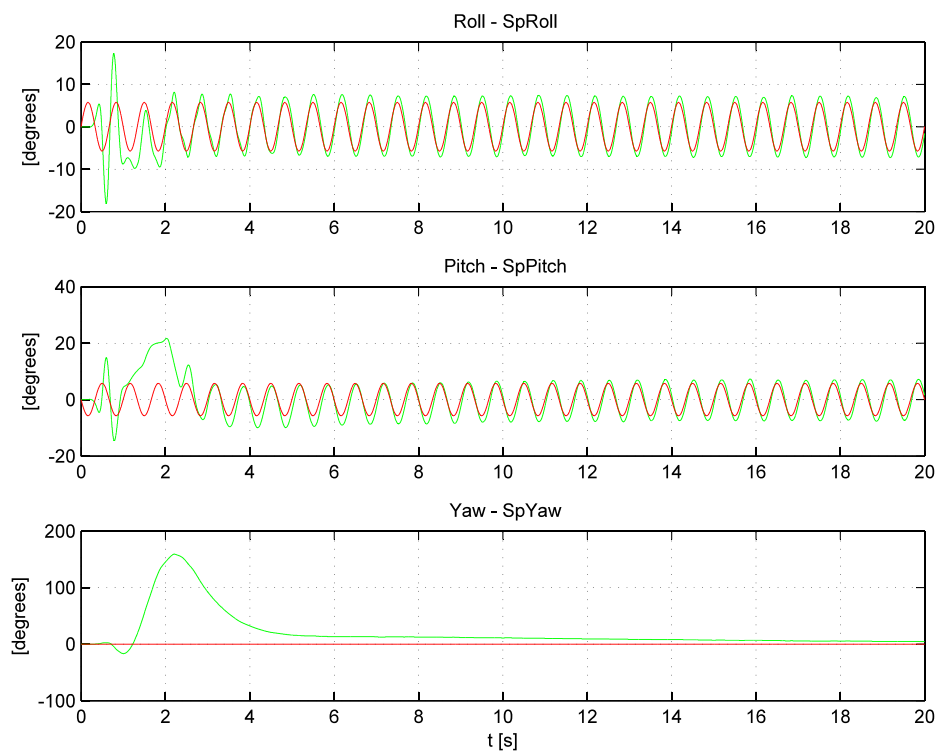


Figura 8.11: Actitud del sistema (—), realizando la maniobra de seguimiento a dos senos cuyas frecuencias son de 1.5Hz (—).

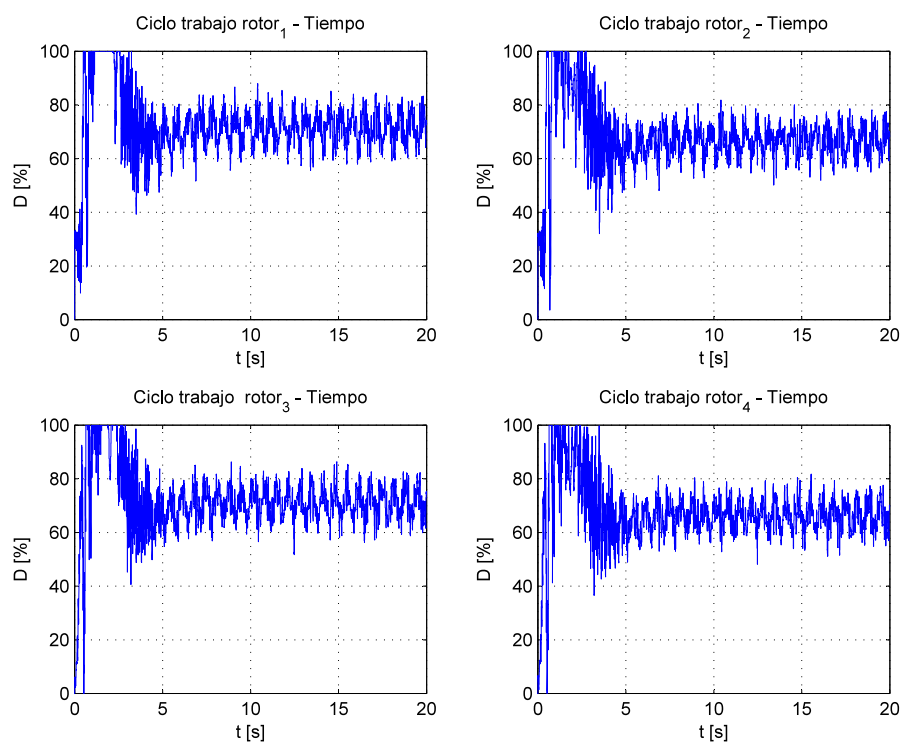


Figura 8.12: Señales de control del sistema generadas para conseguir que el sistema siga a una seno de 1.5Hz de frecuencia.

En los primeros segundos de simulación las señales de control (figura 8.12) experimentan un gran aumento, esto es debido a que coincide con la solicitud de un cambio de altura positivo. Dicho cambio, puede verse en la figura 8.13, donde se muestra la posición del sistema.

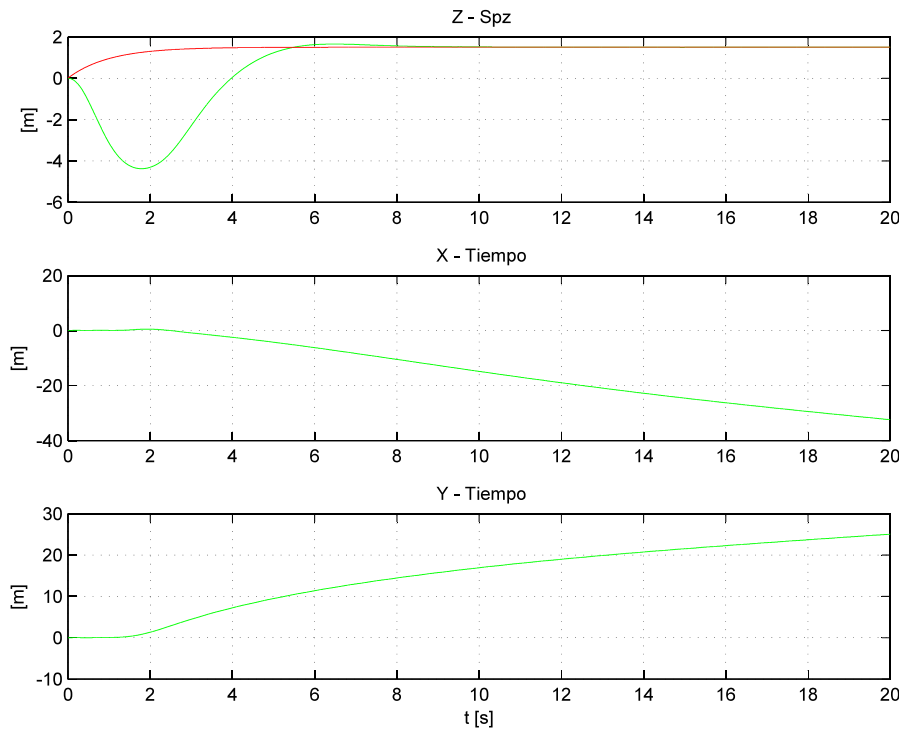


Figura 8.13: Posición del sistema (—), al seguir a dos senos en *Roll* y en *Pitch*, a una altura solicitada de 1.5m(—).

Volviendo a la figura 8.11, puede observarse como los ángulos *Roll* y *Pitch* siguen a los setpoints marcados a la velocidad adecuada, pero también se aprecia un overshoot considerable. Si se quiere utilizar este controlador para realizar un buen posicionamiento del sistema esto tendrá un efecto negativo, aumentando el esfuerzo para conseguirlo. Pues, cuando al sistema en lazo cerrado se le marque un ángulo determinado para llegar a una posición, este sobrepasará dicho ángulo y como consecuencia la posición deseada, obligando así a que sea necesario volver a corregir la posición horizontal. En el mejor de los casos, esto dará lugar a que el sistema experimente un comportamiento sobreamortiguado en la posición horizontal, en un caso más desfavorable experimentaría oscilaciones mantenidas y en el peor de los casos podría hacerse inestable y destruirse.

Podría pensarse que estos aspectos de reajuste del controlador no merecen la pena ser reajustados en el modelo matemático, pues la respuesta en el sistema real será cuantitativamente diferente, como ya se vio. Pero, en este caso, sí es recomendable emplear tiempo en reajustar el controlador en el modelo matemático, pues como veremos más adelante, esta misma situación ocurre en el sistema real y un reajuste previo en el modelo servirá de guía para realizar el ajuste fino en el sistema real. Por lo tanto, se intentó realizar un reajuste del controlador, se comenzó bajando un

poco la acción proporcional y elevando gradualmente la acción derivativa, para así disminuir el overshoot presente en la figura 8.11. Tras varios reajustes realizados la reducción del overshoot era minúscula, por lo que se decidió que este aspecto solo merecería la pena ser reajustado en el quadrotor real.

Pero los reajustes realizados al modelo no fueron en vano. Fíjese en la figura 8.14, en ella se muestra la actitud del sistema en lazo cerrado al seguir a dos senos, en *Roll* y en *Pitch*, cuya frecuencia es la mitad que en el caso anterior, 0.75Hz, manteniendo la misma amplitud.

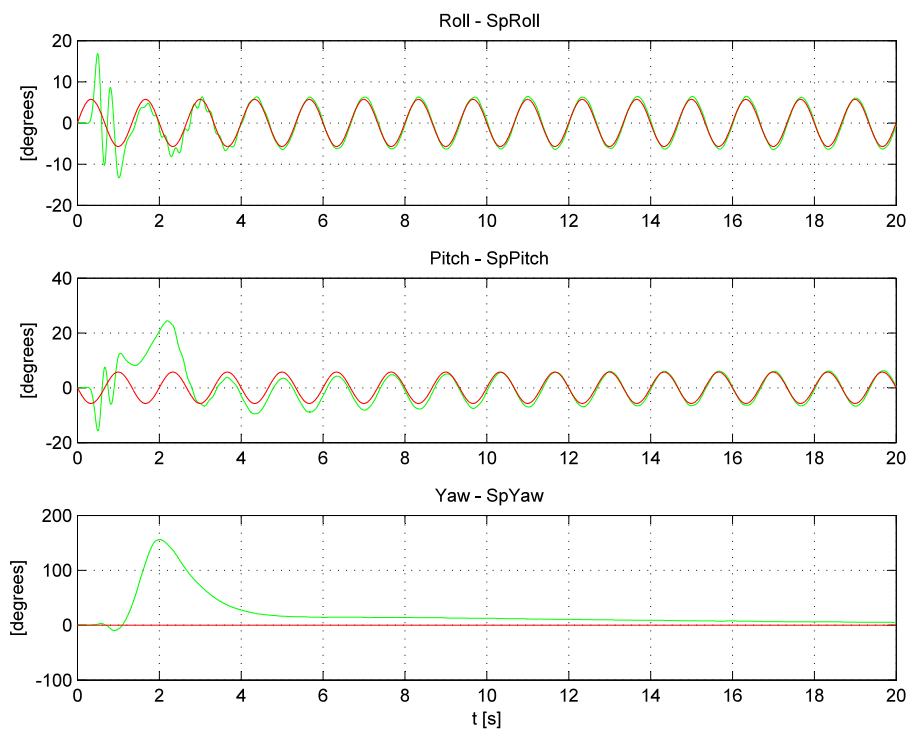


Figura 8.14: Actitud del sistema (—), realizando la maniobra de seguimiento a dos senos cuyas frecuencias son de 0.75Hz (—).

En esta ocasión el overshoot sufrido es mucho menor, para poder comparar realmente esta situación, se muestran los últimos 8 segundos de simulación de las dos situaciones anteriores superpuestas (figura 8.15). Como puede apreciarse, cuanto más lentos sean los cambios que se le solicitan al sistema en lazo cerrado menor será el overshoot que este experimenta. Por lo tanto, en el diseño del controlador de posición se deberá de tener esto en cuenta, será más fácil estabilizar al sistema en una posición horizontal determinada si dicho controlador se diseña bajo unas prestaciones de tiempo poco exigentes. El diseño de este controlador se abordará en el siguiente apartado.

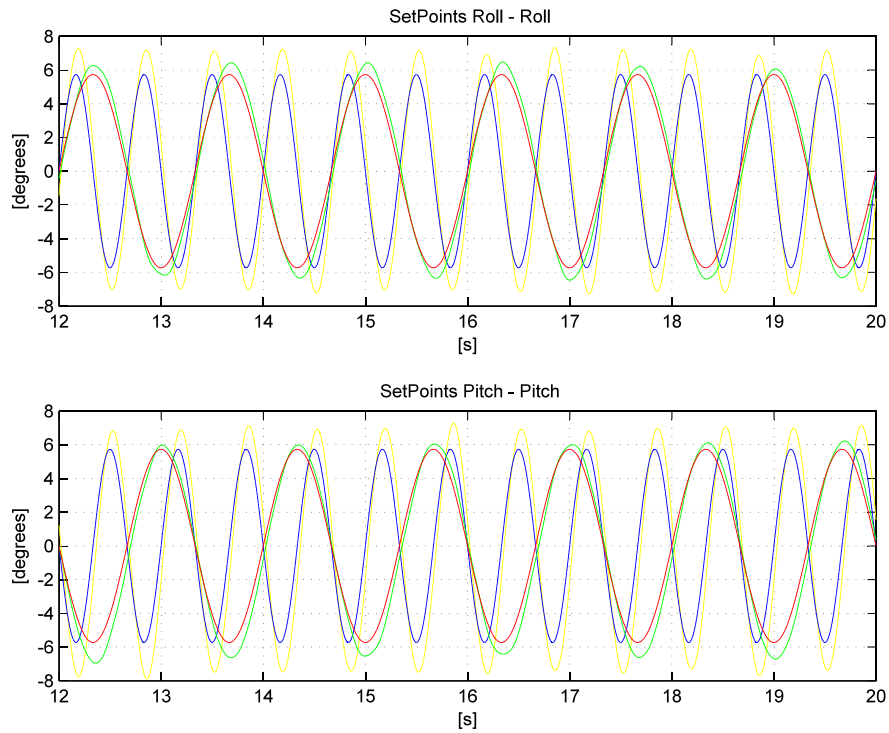


Figura 8.15: Comparativa entre el overshoot presente cuando el sistema en lazo cerrado sigue a una seno de 1.5Hz y a otra seno de 0.75Hz, ambas con una amplitud de 0.1rad.

8.4. Controlador de Posición

Como ya se comentó en capítulos anteriores, se ha recurrido al sensor PX4FLOW para estimar la posición horizontal del sistema, este sensor entrega las velocidades lineales referidas a los ejes x e y del sistema ejes cuerpos. El nivel de ruido presente en estas velocidades es muy bajo y su media es prácticamente nula, por lo que es posible obtener la posición horizontal del sistema integrando estas velocidades, con una deriva despreciable frente al tiempo de vuelo de este tipo de aeronaves.

Llegado a esto punto, y para poder facilitar el control de la posición en esta etapa final del trabajo, se realizará una simplificación. Las estimaciones de la posición horizontal referidas al sistema de ejes cuerpo coinciden con la posición del sistema referida al sistema de ejes tierra, para que esta simplificación sea válida:

- Se debe mantener un ángulo de guiñada nulo o múltiplo de 360 grados.
- Las variaciones en los ángulos de cabeceo y alabeo deben estar limitadas a unos pocos de grados, unos ± 5 grados, como una primera aproximación.

Gracias a esta simplificación se evita tener que realizar cálculos de trayectoria para controlar la posición, de forma que:

- Un ángulo *Roll* positivo provocará un avance negativo en y , y viceversa.
- Un ángulo *Pitch* positivo provocara un avance positivo en x , y viceversa.

Esto puede verificarse en el modelo matemático planteado en el capítulo 2.

Por lo tanto, puede abarcarse el problema del diseño del controlador de posición del sistema como el diseño de dos controladores independientes para dos sistemas SISO. Tendremos pues, dos controladores cuya variable medida vendrá dada por la estimación de la posición obtenida del sensor PX4FLOW y en función de esta posición generarán las señales de control, que serán los setpoints de los ángulos de cabeceo y de alabeo correspondientes.

Para poder tener una idea más clara de estas relaciones en la figura 8.16 se muestra un diagrama de bloques, en él se representan las relaciones entre este último controlador de posición y el controlador de estabilidad diseñado en el apartado anterior.

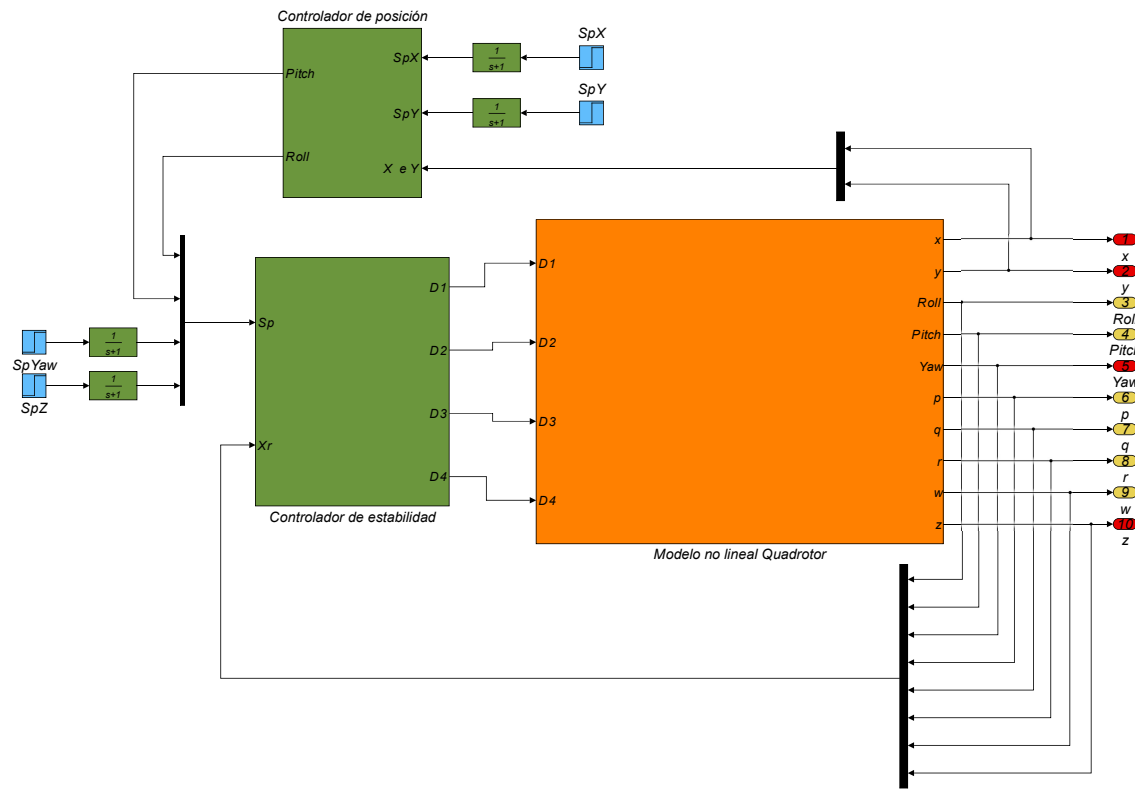


Figura 8.16: Esquema que muestra la interacción entre el sistema, el controlador de estabilidad y el controlador de posición.

El controlador de la actitud y la altura del sistema, denominado controlador de estabilidad, mantiene la altura y la guiñada del sistema deseadas, y además, seguirá los ángulos de cabeceo y alabeo marcados por el controlador posición. De forma que, el sistema en lazo cerrado (formado por los dos controladores y la planta) posee como salidas las posiciones x , y y z , y el ángulo de guiñada.

8.5. Diseño del controlador de posición

Como ya se ha mencionado, el diseño de este controlador no se afrontará como el diseño del controlador para un sistema MIMO. Esto es posible gracias a que el controlador de estabilidad y el quadrotor forman un sistema en lazo cerrado en el que, teóricamente, no existe acoplamiento entre el Roll y Pitch, esto puede verificarse en sus dos leyes de control, las cuales ya han sido presentadas, pero se vuelven a mostrar a continuación.

$$\begin{aligned} U_1 &= K_f l(-D_1 + D_3) \\ U_2 &= K_f l(D_2 - D_4) \end{aligned} \quad (8.6)$$

Pues, para controlar el *Roll* será necesario modificar la velocidad de rotación del *rotor*₁ y del *rotor*₃, mientras que para controlar el *Pitch* será necesario atacar a los dos rotores restantes. Dicho esto, el controlador de posición debe diseñarse de forma que haga que el lazo cerrado anterior converja a unas posiciones x e y deseadas.

Como puede apreciarse en las figuras 8.17, el sistema en lazo cerrado posee acción integral en x e y si, como es el caso, consideramos como entradas los ángulos *Roll* y *Pitch*.

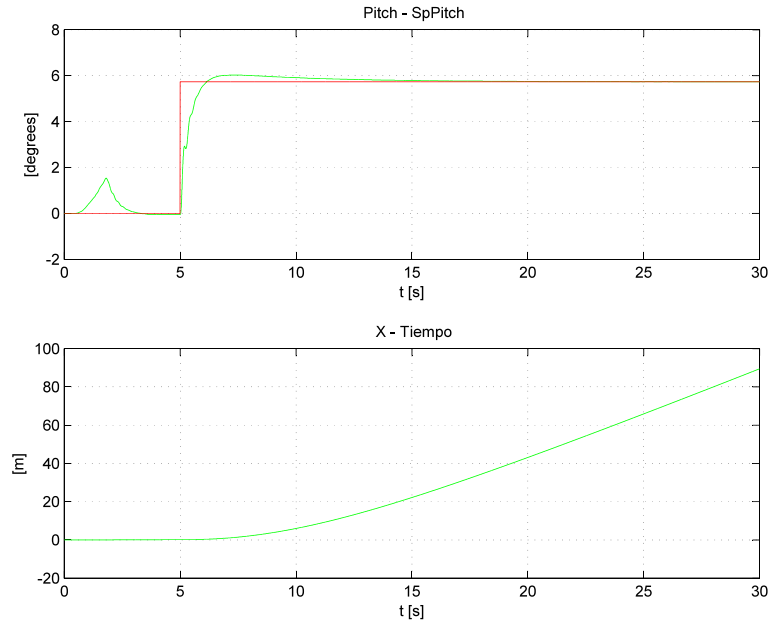


Figura 8.17: Variación de x en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo *Pitch*.

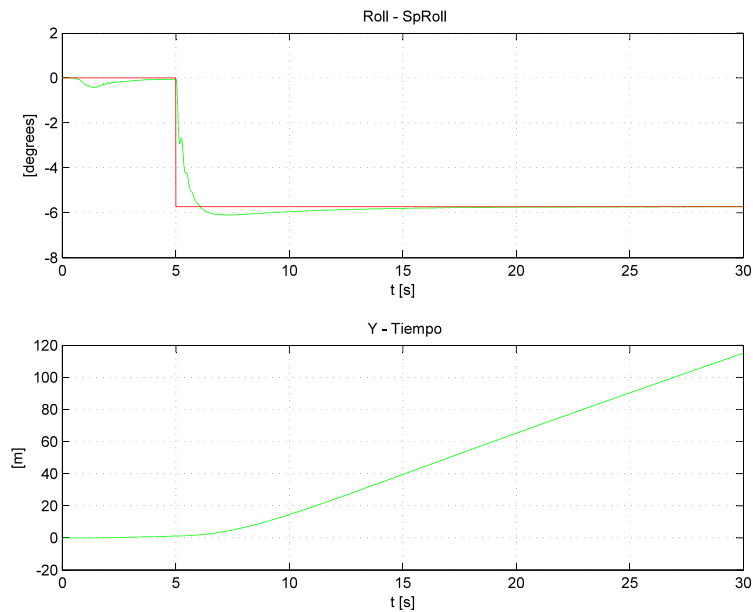


Figura 8.18: Variación de y en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo *Roll*.

Como se ha verificado, sometiendo al sistema a dos entradas de tipo escalón, el sistema en lazo cerrado posee acción integral, por lo tanto, para el diseño de los dos controladores de posición se comienza eligiendo una estructura PD.

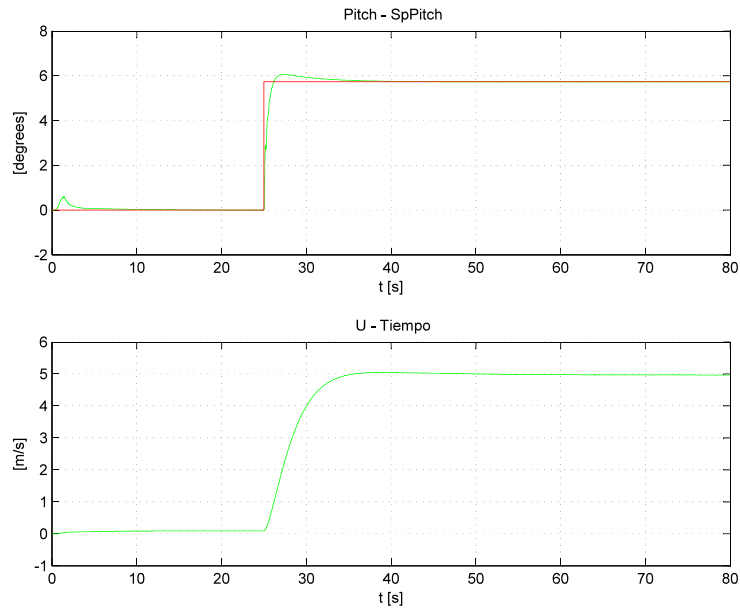


Figura 8.19: Variación de u en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo *Pitch*.

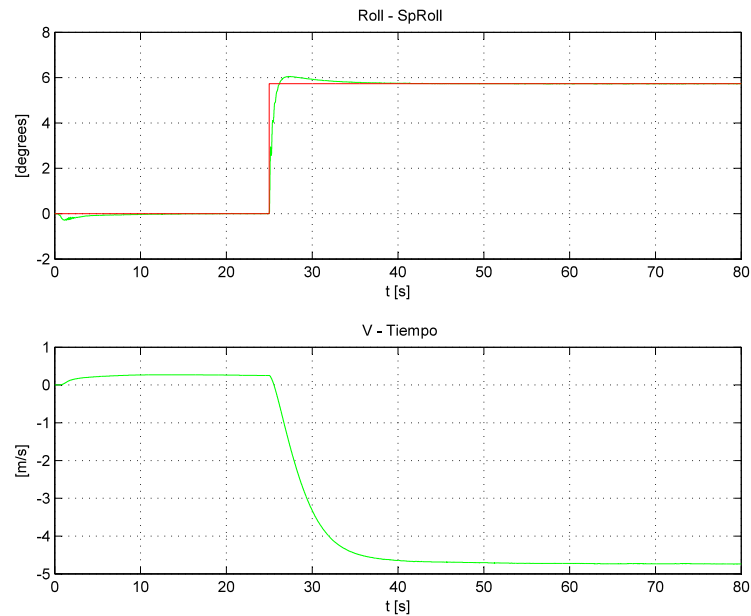


Figura 8.20: Variación de v en el tiempo ante una entrada escalón en el ángulo *Roll*.

Para obtener unos primeros parámetros para dichos PDs se podría aplicar al sistema una entrada impulso en *Roll* y en *Pitch*. La relación entre las entradas impulso (ángulos) y la respuesta obtenida (posiciones horizontales), puede emplearse para obtener una función de transferencia estimada, tal como muestras el autor en [9], a partir de la cual se podrán obtener los parámetros de los dos controladores PDs. Pero, en este caso, la respuesta obtenida no queda bien definida, debido al bajo rozamiento del sistema con el aire. Por lo tanto, se decide aplicar una entrada escalón en los ángulos y obtener como respuesta las velocidades lineales del sistema,

referida a ejes tierra. Esta prueba se muestra en las figuras 8.19 y 8.20.

Con estas respuestas, puede obtenerse una función de transferencia estimada de primer orden con retardo, integrando dicha función de transferencia se obtendrá la función de transferencia estimada que define la relación de *Roll* y *Pitch* con y y x , respectivamente. Estas últimas, se utilizarán para obtener los parámetros iniciales de los dos controladores PDs, tal como muestras el autor en [9].

8.6. Validación del controlador en simulaciones

En este apartado, se mostrarán los resultados obtenidos en diferentes simulaciones para validar el controlador de posición. En dichas simulaciones, se ha añadido un pequeño nivel de ruido a las estimaciones de la posición horizontal, que se corresponde con el presente en las medidas entregadas por el PX4FLOW. Para conseguir estos resultados, los cuales se muestran a continuación, ha sido necesario realizar un reajuste de los parámetros de diseño obtenidos en el apartado anterior para los dos controladores PD.

En la figura 8.21 se muestra la actitud del sistema. Como puede apreciarse, el controlador de estabilidad sigue sin problema a los setpoints, en *Roll* y *Pitch*, marcados por el controlador de posición. Por otro lado, la respuesta en *Yaw* puede mejorarse, pero este ajuste fino se realizará, si fuese necesario, en el sistema real.

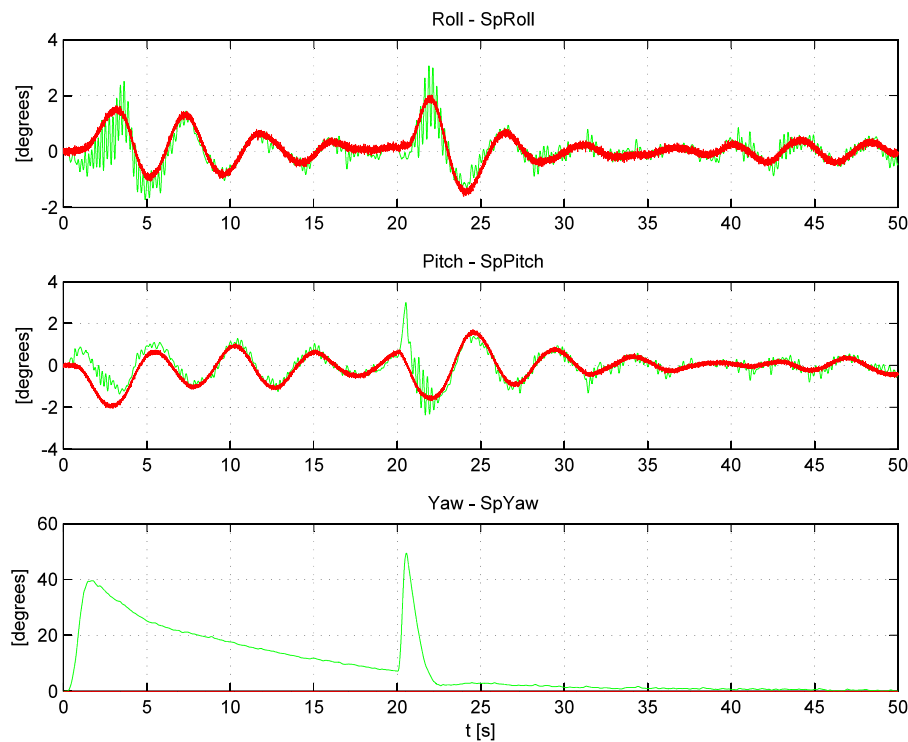


Figura 8.21: Actitud del sistema (—), modificada por el controlador de posición (setpoints —).

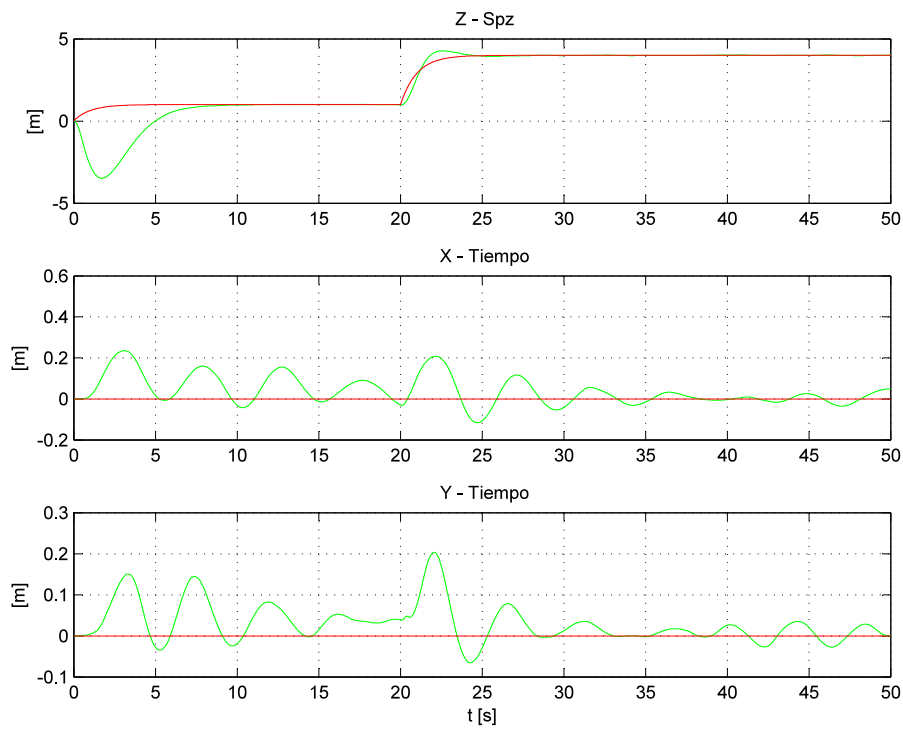


Figura 8.22: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).

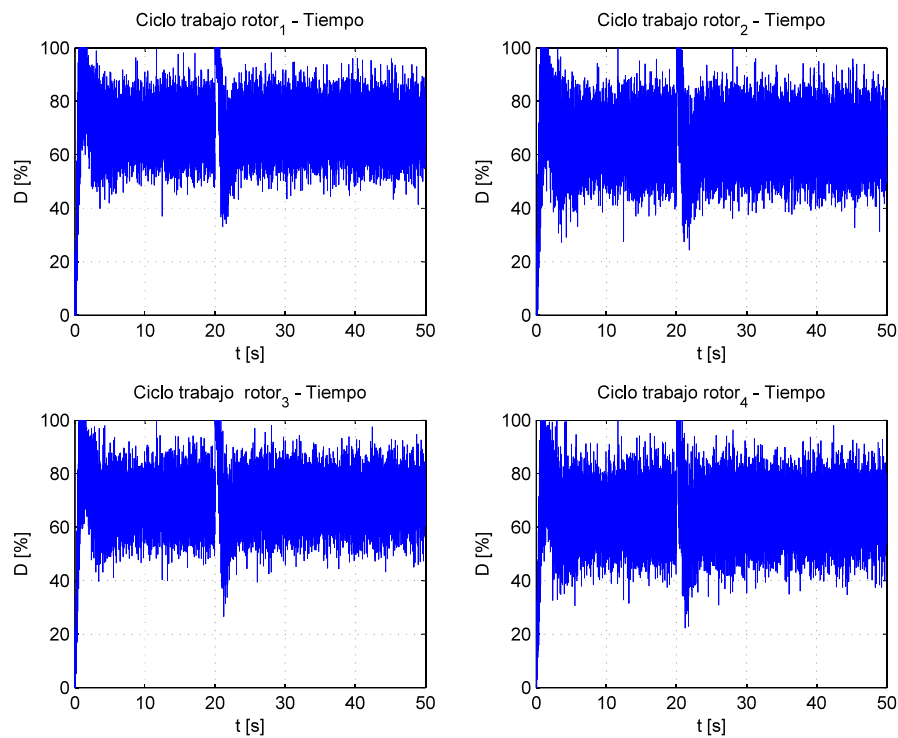


Figura 8.23: Señales de control del sistema, manteniendo una posición fija.

En la figura 8.22, como siempre, la altura del sistema es controlada por el LQG mientras que controlador de posición se encarga de las posiciones en x e y . En dicha

posición horizontal, se consigue que el sistema solo oscile unas decenas de centímetros, lo cual, teniendo en cuenta la cantidad de errores que poseen las estimaciones de las variables de estado empleadas para las distintas realimentaciones, es bastante aceptable. Sin embargo, como puede apreciarse en la figura 8.23, las señales de control tiene ahora una demanda más variable que cuando solo se realizaba la maniobra del hover. Esto se reflejará en un mayor consumo y, por lo tanto, una menor duración de la batería.

En este punto del trabajo, y apoyado en los resultados obtenidos en las simulaciones anteriores, se decidió llevar el controlador al sistema real. Claro está, previamente se volvió a realizar la simulación HIL del conjunto formado por el nuevo controlador de estabilidad y por el controlador de posición. Como ya se mostrará, en los siguientes capítulos, el sistema real experimentaba prácticamente los mismos problemas que se apreciaban en las simulaciones antes de reajustar los controladores, pero había uno en concreto que hasta el momento no se había puesto de manifiesto en las simulaciones, el sistema se desplazaba hasta una posición horizontal, diferente a la marca por los setpoints, y en esta permanecía estable, es decir, había presente un error estacionario.

Por lo tanto, se buscó modelar este efecto en las simulaciones, ya que sería mucho más rápido hallar una solución en estas que en el sistema real. Con la ayuda de los directores de este trabajo, se llegó a la conclusión de que este hecho podía asociarse a perturbaciones a la entrada del controlador de estabilidad. Dicho esto, se concluyó con que este suceso se podía modelar como un offset en los setpoints de *Roll* y *Pitch*, justo a la entrada del controlador de estabilidad, tras este modelado podían ocurrir dos situaciones:

- Si el controlador de posición era capaz de compensar dicho offset, se deberían volver a ajustar los controladores PDs en el sistema real.
- Si por el contrario, el controlador de posición, el cual estaba basado en dos estructuras PDs, no conseguía compensar dicho offset, se deberían modificar la estructura del controlador de posición, añadiendo una acción integral que compensase este error estacionario.

A continuación, se muestra dicha perturbación a la entrada del controlador de estabilidad, véase figura 8.24. En concreto, una entrada escalón en el setpoint del *Pitch*, de 0.05 radianes, aplicada a los 15 segundos de simulación.

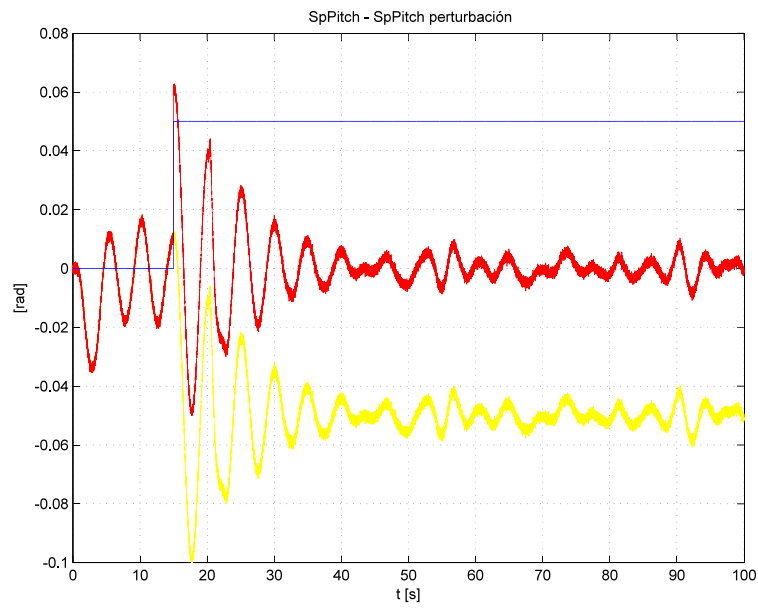


Figura 8.24: Perturbación aplicada a la entrada del controlador de estabilidad (—), setpoint a la entrada del controlador de estabilidad (—) y señal de control generada por el controlador de posición afectado (—).

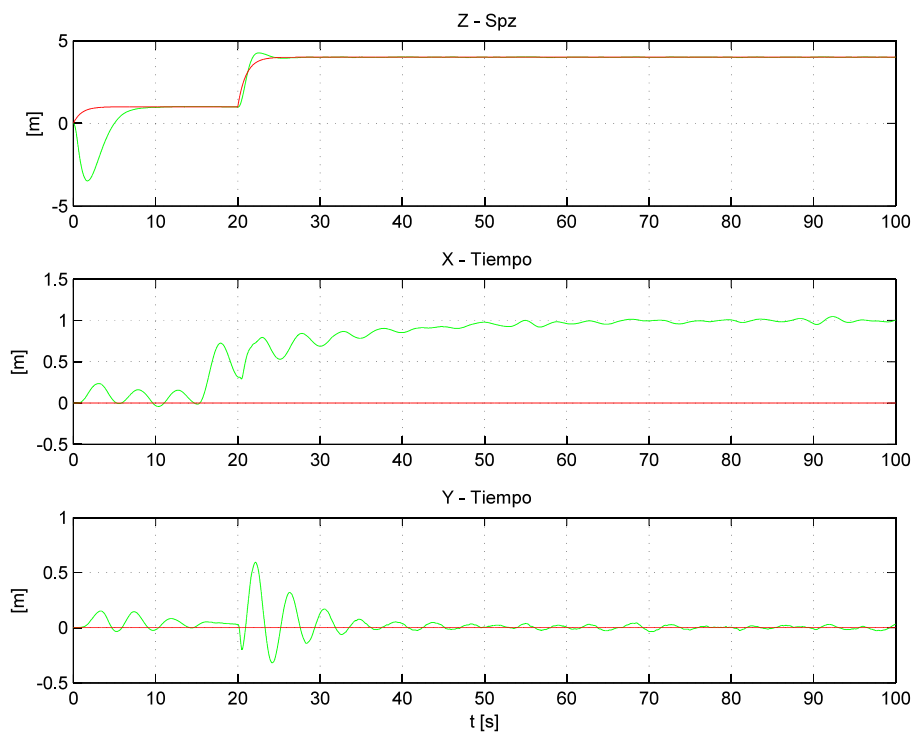


Figura 8.25: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—) al aplicarle una perturbación a la entrada del controlador de estabilidad.

Como puede apreciarse, figura 8.24, la respuesta del controlador ante esta perturbación no es inmediata, es decir, a la entrada de controlador de estabilidad se genera

un impulso indeseado. Como ya se ha comentado, el lazo cerrado formado por el controlador de estabilidad y el quadrotor posee acción integral. Como consecuencia, de dicha acción integral y del impulso generado, se obtienen un desplazamiento en x que el controlador de posición no es capaz de compensar, ya que la acción proporcional está aportando la señal de control que, según el diseño, es necesaria para compensar ese error, pero realmente esta señal está compensando el offset a la entrada del controlador de estabilidad.

Dicho esto, los resultados obtenidos en la posición del sistema pueden apreciarse en la figura 8.25, en concreto, se observa cómo el controlador de posición no puede compensar el error estacionario presente en x , el cual se ha generado debido al impulso que se ha comentado.

Por lo tanto, aunque el sistema en lazo cerrado, formado por el controlador de estabilidad y el sistema real, posea acción integral, es necesario añadir una acción integral al controlador de posición, para poder compensar el error estacionario que experimenta el sistema ante perturbaciones a la entrada del controlador de estabilidad. Dicho esto, se diseñaron dos controladores PIDs, que componen el nuevo controlador de posición, a partir de los parámetros de los PDs anteriores. Los resultados obtenidos al aplicar la misma perturbación a la entrada del controlador de estabilidad (figura 8.26) pueden apreciarse en la figura 8.27.

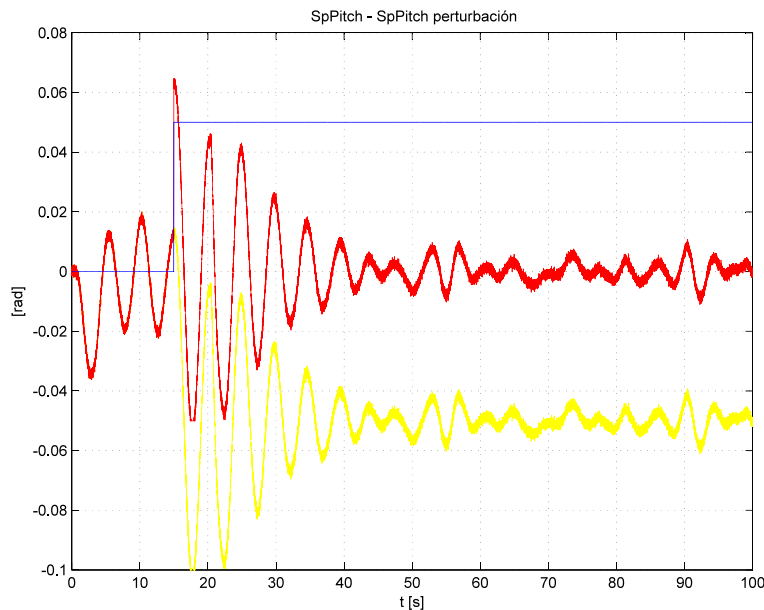


Figura 8.26: Perturbación aplicada a la entrada del controlador de estabilidad (—), setpoint a la entrada del controlador de estabilidad (—) y señal de control generada por el controlador de posición afectado (—).

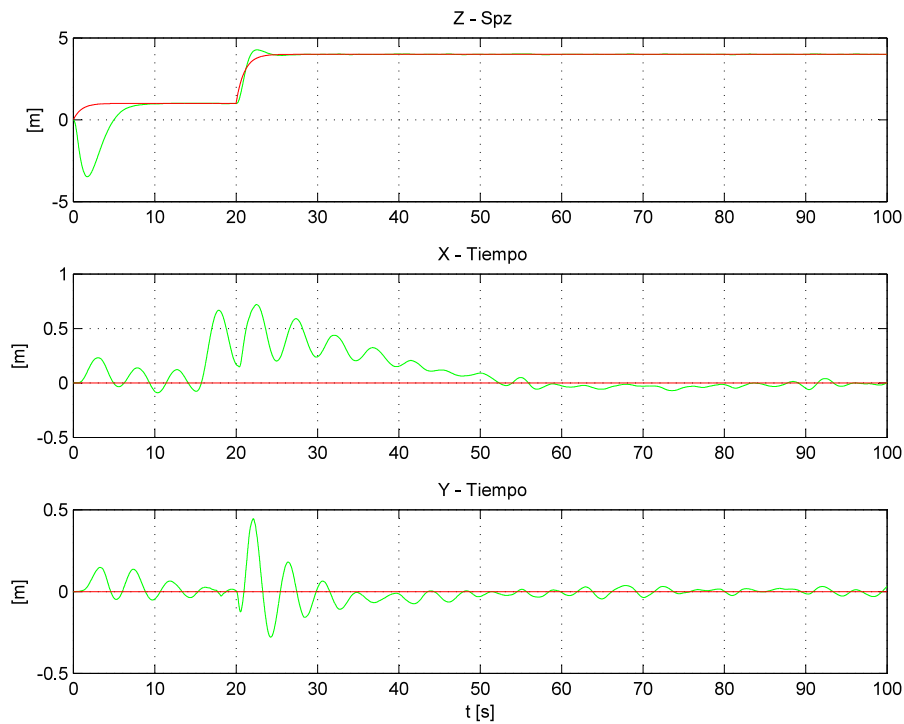


Figura 8.27: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—) al aplicarle una perturbación a la entrada del controlador de estabilidad.

Como puede apreciarse en la figura 8.27, la acción integral del controlador consigue compensar el error estacionario.

Por lo tanto, una vez comprobado que el controlador de posición, basado en dos estructuras PID, es robusto ante perturbaciones a la entrada, se realiza una simulación en la cual se pretende que el sistema siga a unos escalones dados para la posición del sistema. Los resultados de dicha simulación se muestran a continuación.

Comenzando con la posición del sistema, puede apreciarse en la figura 8.28 como el conjunto formado por el controlador de posición y el controlador de estabilidad consigue llevar al sistema a los setpoints solicitados.

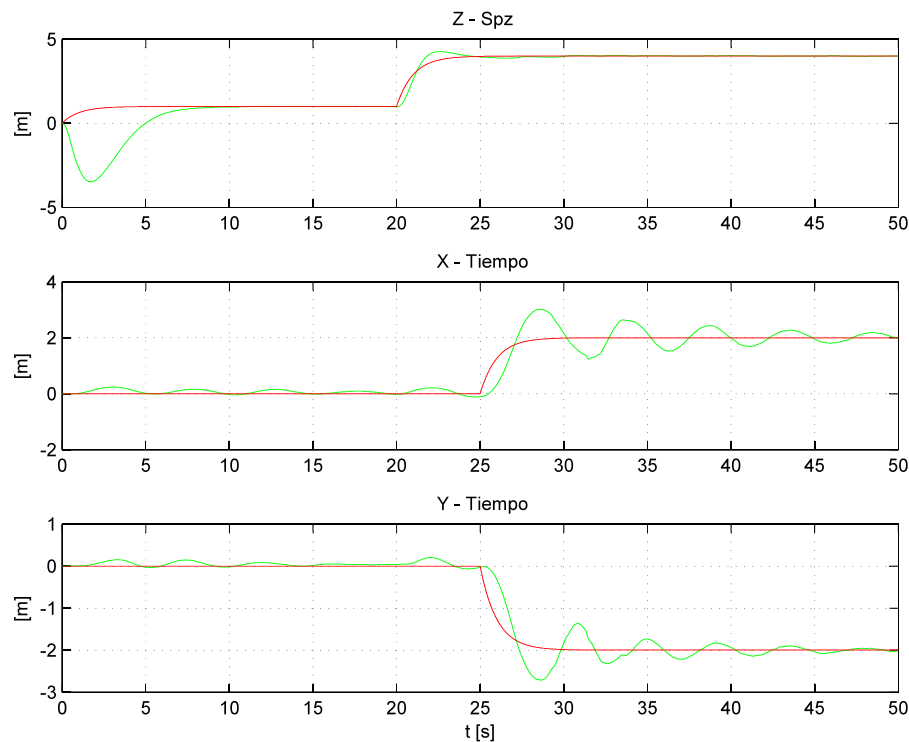


Figura 8.28: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).

Por otro lado, en la figura 8.29 se muestran los otros 3 grados de libertad del sistema, su actitud. Tanto *Roll* como *Pitch* son modificados por el controlador de posición para conseguir llevar al sistema a las posiciones horizontales solicitadas. Además, puede apreciarse cómo estos ángulos saturan en las limitaciones impuestas a las señales de control generadas por el controlador de posición, $\pm 0.1 \text{ rad}$. Se ha mantenido un ángulo de guiñada nulo para cumplir con la simplificación comentada anteriormente.

Por último, se muestran las señales de control aplicadas a los rotores para conseguir este posicionamiento, figura 8.30.

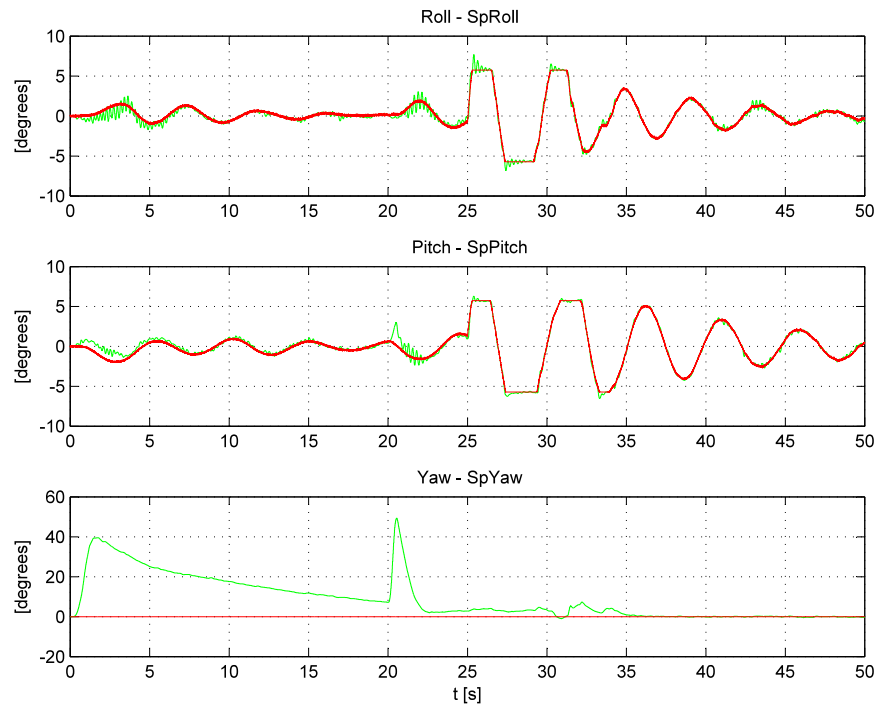


Figura 8.29: Actitud del sistema (—), modificada por el controlador de posición (setpoints —).

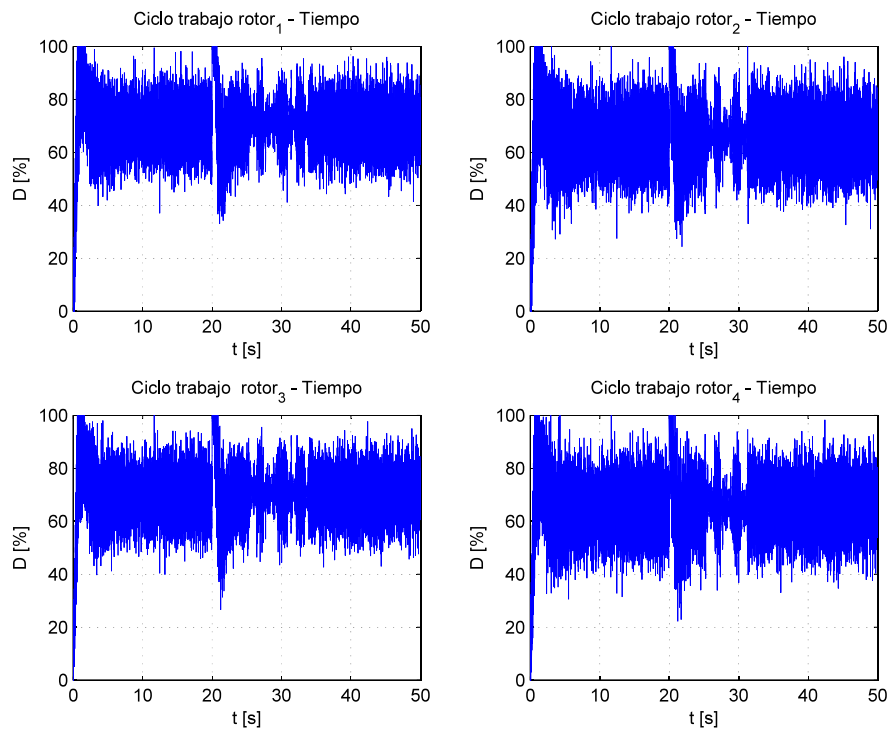


Figura 8.30: Señales de control del sistema, generadas por el controlador de estabilidad para conseguir llevar el sistema a diferentes posiciones, según los comandos del controlador de posición.

Capítulo 9

Implementación de algoritmos en un sistema embebido

9.1. Introducción

En este capítulo se presentará, de manera somera, el microcontrolador elegido, detallando cuales de sus periféricos han sido utilizados y la finalidad de los mismos. Además, se mostrará la estructura de programación que se ha intentado seguir para asegurar que el código sea lo más flexible posible ante cambios en el hardware.

Posteriormente, se justificarán las ventajas de emplear un Kernel para garantizar el tiempo real ([29] y [31]), en concreto, el uC/OS-III [30]. Además, se presentarán los recursos que se han utilizado de este sistema en tiempo real. Para asegurar, de la forma más liviana posible, que se exponen claramente las relaciones entre los recursos empleados del Kernel se realizarán varios diagramas de bloques.

9.2. Microcontrolador LPC4078

Para implementar todos los algoritmos, descritos en los apartados anteriores, se ha elegido el microcontrolador LPC4078. Dicha elección se debe, principalmente, al conocimiento adquirido durante el grado de este dispositivo. Las características principales de la gama de microcontroladores LPC408x/407x son:

- Son microcontroladores ARM Cortex-M4, recomendados para aplicaciones que requieren un alto nivel de integración y un bajo consumo.
- Los Cortex-M4 son procesadores de alto rendimiento de 32 bits, en el caso de la gama LPC408x/407x su frecuencia de operación puede llegar hasta los 120MHz.
- La unidad de punto flotante de los Cortex-M4 soporta cálculos de punto flotante de simple precisión (32bits).
- Además, los Cortex-M4 incluyen una unidad de control de interrupciones.

- Dispone de periféricos complementarios como una memoria Flash de 512kB, una EEPROM de 4032 bytes, un RTC de muy bajo consumo o una interfaz USB configurable, entre muchos otros.

Realizado este somero repaso de las características generales del LPC4078, se procede a detallar los periféricos de este microcontrolador que se han utilizado para desarrollar este proyecto. Se comenzará por las entradas y salidas empleadas, las cuales quedan plasmadas en el esquema de la figura 9.1.

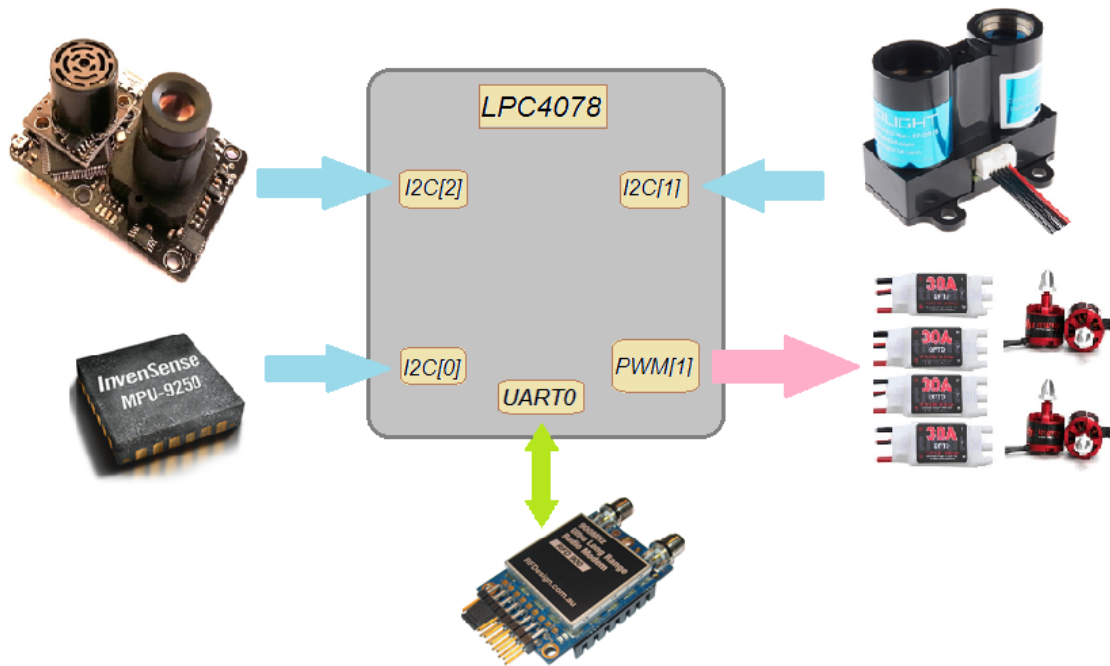


Figura 9.1: Relación entre el LPC4078 y sus entradas/salidas.

Como entradas, se han empleado las tres interfaces de comunicación I2C disponibles en este microcontrolador, utilizadas para recoger los datos entregados por los sensores, en concreto:

- El $I2C[0]$ recogerá los datos entregados por el MARG elegido, MPU-9250, con una frecuencia del reloj I2C de 400 kHz.
- El $I2C[1]$ recogerá los datos entregados por el Lidar-Lite, con una frecuencia del reloj I2C de 100 kHz.
- El $I2C[2]$ recogerá los datos entregados por el dispositivo PX4FLOW, con una frecuencia del reloj I2C de 400 kHz.

Añadir que la frecuencia a la que se recogen todos los datos es de 400 Hz. Además, se han aprovechado los tres interfaces I2C que están disponibles, de este modo el proceso de recogida de datos será más rápido, pues aunque se podrían haber recogido todos los datos con un solo interfaz. De este otro modo se consigue que la recepción de datos de los tres dispositivos sea prácticamente concurrente.

Como salidas del microcontrolador se obtiene las 4 señales PWM que indican a los ESC la velocidad de giro deseada para los rotores, estas señales son generadas por el módulo de PWM1 del LPC4078.

Además, como entrada-salida, se ha empleado uno de los módulos de radio, presentados en el capítulo 1. Estos, se han utilizado para recoger comandos enviados desde el PC y enviar todos los datos necesarios del sistema. Para enviar y recibir dichos datos a través de uno de estos transreceptores se ha empleado la *UART*[0], configurada a una velocidad de transmisión de 57600 baudios, basada en el protocolo de comunicación aéreo MAVLINK, desarrollado por los autores en [32]. Gracias a estos dispositivos, ha sido posible realizar el ajuste fino de los controladores del sistema.

9.3. Estructura de programación

Aunque en este proyecto ya se ha decidido todo el hardware que se utilizará, se pretende que el software sea lo más flexible posible. Esto se debe a que este proyecto posee gran variedad de líneas futuras de desarrollo, con las cuales se podrían realizar varias publicaciones o incluso productos comerciales. Por lo tanto, es de interés poder modificar los sensores utilizados o incluso el microcontrolador, si fuese necesario. Por ello, para garantizar que el código sea flexible se deben definir una serie de funciones intermedias entre los algoritmos que se han implementado y, por ejemplo, las funciones empleadas para recoger datos de los sensores. Esto puede comprenderse mejor con un ejemplo. Si se decide cambiar el modelo del MARG que se está utilizando actualmente, solo será necesario reemplazar la biblioteca de funciones del MARG anterior por la del nuevo y modificar la función intermedia entre el MARG y el algoritmo de estimación de la actitud. De igual modo se procedería con el resto de sensores.

En la figura 9.2 se muestra la implementación de este estilo de programación, a capas. Como puede apreciarse, la programación está basada en bloques, de forma que:

- Si se deseara cambiar el microcontrolador solo se vería afectada la capa de los drivers programados para los periféricos del LPC4078.
- Si se desea cambiar alguno de los sensores empleados, bastará con sustituir la capa correspondiente de los drivers de sensores, bibliotecas diseñadas para este nuevo sensor, y adaptar las funciones de la capa de interfaz, de forma que la capa de algoritmos no se verá modificada en ningún momento. Nótese, que tanto en el caso del Lidar como en el del PX4FLOW no se han diseñado funciones de interfaz. Esto se debe a que la medida entregada solo requiere ser transformada a unidades internacionales, por lo que se realizará en la propia función del sensor.
- Un cambio en alguno de los algoritmos de la capa superior no afectará a las capas inferiores.

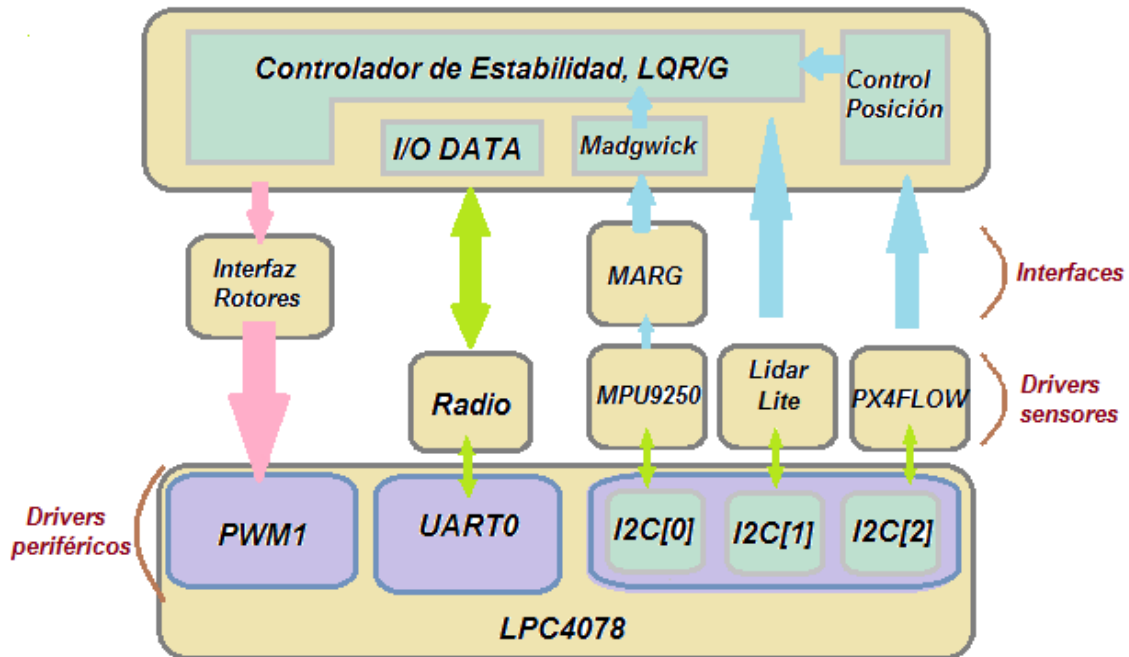


Figura 9.2: Esquema representativo del código implementado en el microcontrolador LPC4078, programación a capas.

9.4. MicroC/OS-III

Los sistemas cuyo control exige una ejecución en tiempo real se caracterizan por la gravedad de las consecuencias que tendría no cumplir con unas determinadas restricciones temporales en las respuestas que se deben producir ante estímulos externos. Además, en un sistema en tiempo real no solo es importante que las respuestas y cálculos (realizados a partir de las entradas) sean correctos, también debe garantizarse que dichas respuestas estén disponibles antes de unos plazos determinados. Por lo tanto, el diseño de aplicaciones de tiempo real suele ser más complicado que el diseño de aplicaciones convencionales. Dependiendo de la gravedad de las consecuencias de que no se cumplan esos plazos temporales, los sistemas en tiempo real se clasifican en:

- Soft real time.
- Firm real time.
- Hard real time.

Un Kernel, como el MicroC/OS, está diseñado de forma que posibilita la construcción de sistemas de tiempo real, esto ofrece ventajas como la ejecución de tareas de manera concurrente. Las tareas permiten simplificar el problema global en pequeñas porciones que se encargan de abordarlo de una forma más sencilla, por partes. Una

tarea suele ser un bloque de ejecución infinito, el cual puede encontrarse en diferentes estados (durmiente, listo para ejecutarse, corriendo, esperando o interrumpido).

En el caso del Lidar, ha sido muy importante contar con esta característica del Kernel, ya que la recogida de medidas de este dispositivo requiere una serie de pasos y una sincronización muy específica, la cual no se integra bien a la ejecución de la tarea controlador. Por lo que, se realizó la captación de las medidas entregadas por el Lidar con una tarea independiente que se ejecuta de forma concurrente.

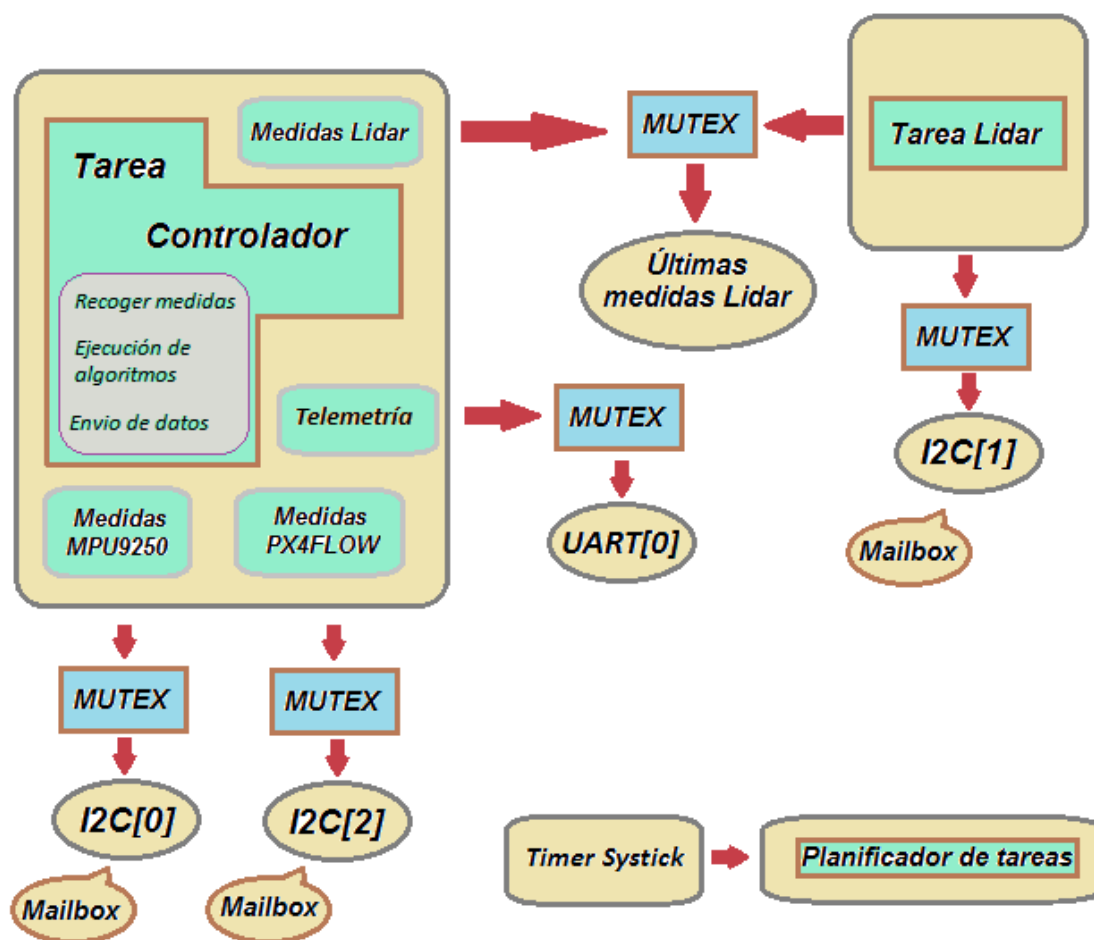


Figura 9.3: Esquema de las relaciones entre los recursos empleados del microC/OS y los periféricos, o recursos, del microcontrolador LPC4078.

En el esquema de la figura 9.3, se muestra la relación entre los distintos recursos que se han empleado del microC/OS-III ?? y los periféricos, o recursos, empleados del microcontrolador. A continuación, se detallarán dichos recursos y sus relaciones.

9.4.1. Tareas

Como ya se expuso anteriormente, ha sido necesario crear dos tareas. La primera de ellas es la de mayor prioridad, la tarea controlador, esta tarea se ejecuta a una frecuencia de 400Hz. Se encarga de inicializar las demás tareas y configurar todos los sensores. Una vez realizado esto, cada 2.5ms recoge todos los datos disponibles de

los sensores, evalúa los algoritmos (estimación de actitud y controladores), modifica la señal de control de los ESC y por último envía los datos al PC.

La otra tarea creada es la del Lidar, para solucionar el problema que se expuso anteriormente.

9.4.2. Mutex

Un Mutex es un semáforo binario, puede tomar valor 0 o 1, que el código debe adquirir para continuar su ejecución. Se utilizan para evitar que dos o más tareas accedan a un mismo periférico o recurso. Por lo que, si el semáforo está en uso la tarea que lo solicita es suspendida hasta que dicho semáforo sea liberado por la tarea que está accediendo al recurso que este guarda.

En el caso de este proyecto, se han utilizado en total 5 Mutexts, de los cuales:

- Cuatro de ellos se encargan de gestionar el uso de los buses de comunicación I2C y UART utilizados.
- El restante se emplea para gestionar la lectura y la escritura en un recurso compartido de las dos tareas existentes. De esta forma, se evita que la tarea controlador recoja datos que no equivalen al mismo periodo temporal, pues, podría darse la situación en la que la tarea del Lidar está reescribiendo el recurso “últimas medidas Lidar” y en mitad de este proceso la tarea controlador, de mayor prioridad, accede a esta para leerlo.

9.4.3. Mailbox

En este trabajo, los mailboxes son empleados por los protocolos de comunicación I2C para informar a la tarea correspondiente del resultado obtenido al realizar la comunicación con los sensores.

9.4.4. Planificador de tareas

El planificador de tareas es un recursos propio del Kernel que se ha utilizado. Su función es gestionar el uso de la CPU por parte de las distintas tareas. Para ello, se vale del timer systick, el cual utiliza para fijar la frecuencia a la que el planificador de tareas puede cambiar la tarea que se está ejecutando, este timer es un periférico interno de los procesadores Cortex-M pensado para este propósito. En este trabajo, se ha fijado una frecuencia de 800 Hz, de esta forma el planificador puede cambiar de tarea cada 1.25 ms.

Capítulo 10

Pruebas realizadas con el sistema real

10.1. Introducción

En este capítulo, se mostrarán los resultados obtenidos en diferentes pruebas realizadas al quadrotor, cuya finalidad es validar los controladores diseñados. Como ya se ha comentado, las primeras pruebas no fueron aceptables, pero muy útiles, pues gracias a ellas se consiguió comprender, completamente, el funcionamiento del controlador LQR/LQG. Tras reajustar este controlador, y conseguir una buena estabilización del sistema, se invirtió el tiempo disponible en el diseño del controlador de posición presentado en el capítulo 8. Por lo tanto, en este capítulo se realizará un análisis simultaneo de los resultados obtenidos con el controlador de posición y con el controlador de estabilidad.

Ya se ha mencionado varias veces, pero la cantidad de campos que se han afrontado para el desarrollo de este trabajo, finalmente, ha tenido como consecuencia un breve periodo de pruebas, por lo que en las pruebas mostradas a continuación no existe variedad alguna de maniobras. En ellas, y en las que no se mostrarán, los esfuerzos se centran en conseguir estabilizar al sistema en una posición determinada. Pero no por ello carecen de importancia, pues el valor didáctico de las mismas es de alta estima. Por lo tanto, se mostrarán en total cuatro pruebas realizadas al sistema real y se comentarán todos los aspectos que han tenido repercusión en el ajuste de los controladores, además de todos aquellos que pueden mejorarse, o muestran posibles vías de mejora, pero por falta de tiempo no se han podido implementar.

Se debe añadir que, todas estas pruebas se han realizado en el exterior, concretamente, en el parque natural de los Toruños. Este dato se considera relevante, pues dicho parque esta situado en la bahía de Cádiz, zona donde el viento suele ser protagonista, y puesto que los días disponibles para realizar pruebas iban a contrarreloj, la mayoría de estas se han realizado bajo condiciones de viento considerables. Es decir, el sistema ha estado expuesto a continuas perturbaciones externas, de magnitudes considerables.

10.2. Prueba 1

En primer lugar, se muestra la posición del sistema en la figura 10.1, como puede apreciarse, la zona en la que se han realizado las pruebas es muy amplia, lo cual es ideal para observar el comportamiento del sistema sin necesidad de intervenir. Si se presta atención a la primera de las gráficas de dicha figura, el sistema se desplaza unos 40 metros en el eje x . Este desplazamiento, es consecuencia de una perturbación externa, el viento, por lo tanto, cabe preguntarse: ¿Qué hace el controlador de posición al respecto?

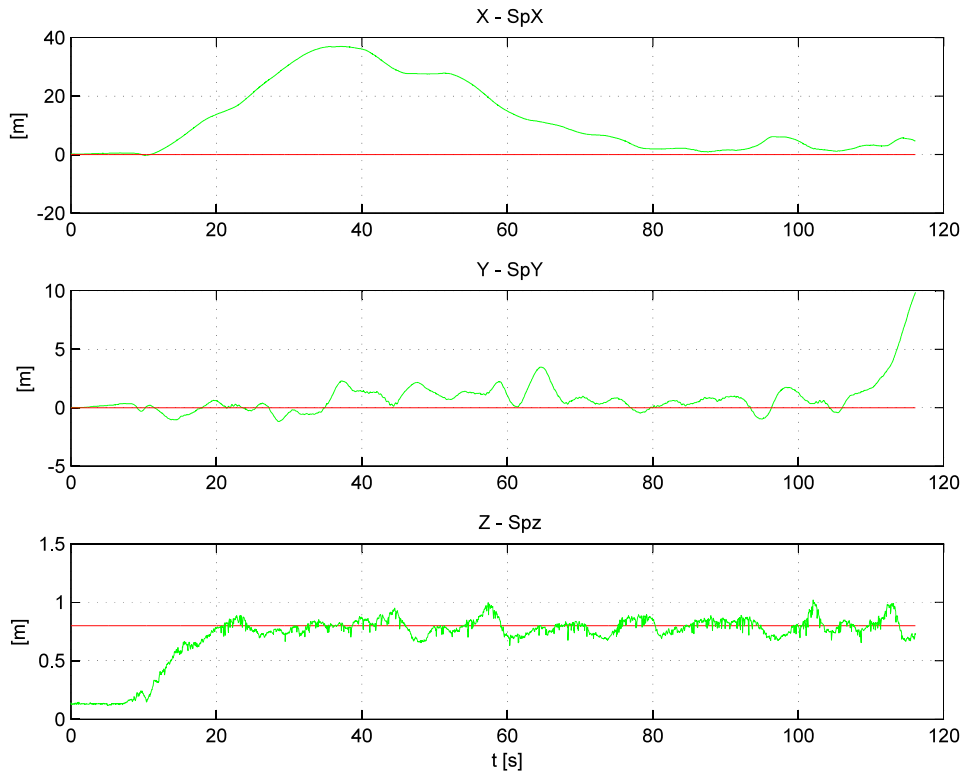


Figura 10.1: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).

Para responder a esta pregunta, se realiza la comparativa mostrada en la figura 10.2, el objetivo de esta figura es mostrar que el controlador de posición está actuando correctamente, por lo que se compara la posición en x e y con los ángulos usados para provocar desplazamientos horizontales *Pitch* y *Roll*, respectivamente. Para comprender correctamente esta comparativa cabe recordar que:

- Un ángulo *Roll* positivo provocará un avance negativo en y , y viceversa.
- Un ángulo *Pitch* positivo provocará un avance positivo en x , y viceversa.

Por lo tanto, puede observarse en la figura 10.2 como ante un desplazamiento positivo en el eje x el controlador de posición solicita un ángulo de *Pitch* negativo, el cual llega a saturación, pues como ya se comentó, al controlador de posición se le han impuesto unos límites en las señales de control que genera (Ángulos *Roll* y *Pitch*) de $\pm 0.1\text{rad}$.

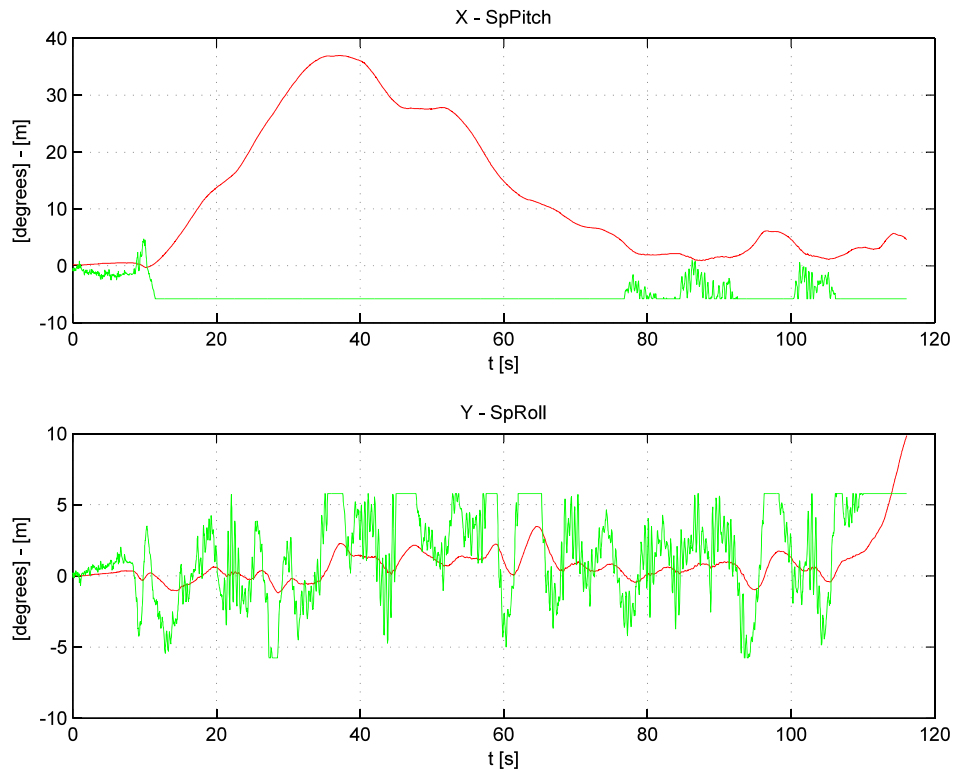


Figura 10.2: Señal de control (Ángulos *Roll* y *Pitch*) (—) generadas por el controlador de posición frente a las variables a controlar (x e y) (—).

Como se ha demostrado (figura 10.2) el controlador de posición responde correctamente a los cambios en estas salidas, eso sí, será necesario modificar los límites impuestos a sus variables manipuladas, pues cuando el viento tiene una fuerza considerable estos límites son demasiado estrictos.

Una vez comprobado que el controlador de posición actúa correctamente, cabe mostrar el comportamiento del controlador de estabilidad a la hora de seguir a los setpoints impuestos por el controlador de posición, esto puede apreciarse en las dos primeras gráficas de la figura 10.3. En estas, puede verse como el seguimiento que realiza el controlador de estabilidad a la actitud marcada es bastante aceptable, salvando los primeros 10 segundos de vuelo, pues al igual que ocurría en las simulaciones existe un periodo de estabilización del sistema.

Además, el controlador de estabilidad también se encarga de controlar el ángulo de guiñada, en el cual los resultados obtenidos no son muy aceptables. Pero, se debe tener en cuenta que el viento afectaba constantemente a todos los grados de libertad, incluido este, por lo que aunque los resultados obtenidos en pruebas realizadas en interior fuesen aceptables, se deberá reajustar los parámetros de control que afectan a la guiñada. Esto se debe, en parte, a que los actuadores del sistema (comandados por el controlador de estabilidad) tienen mucha menos potencia a la hora de corregir variables dependientes del par mecánico que estos generan que al corregir variables dependientes de su empuje.

Por último, el controlador de estabilidad también se encarga de la altura. Volviendo a fijar la atención en la última gráfica de la figura 10.1, puede observarse como el controlador LQG obtiene unos resultados muy aceptables al fijar la altura solicitada, con unas variaciones de decenas de centímetros.

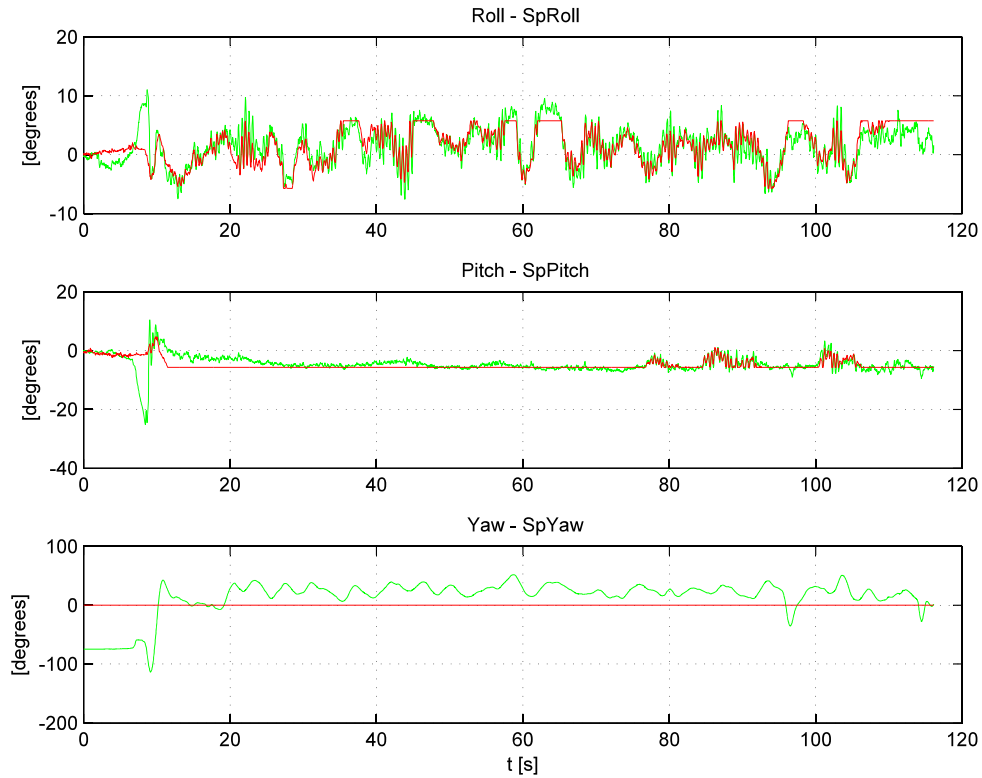


Figura 10.3: Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (*Roll* y *Pitch*) modificados por el controlador de posición.

10.3. Prueba 2

En esta nueva prueba, se han reajustado los límites impuestos a las señales de control generadas por el controlador de posición, a $\pm 0.15rad$. Con esto, se pretende que el sistema en lazo cerrado sea mucho más robusto ante perturbaciones externas constantes, como el viento. Hay que añadir, que en esta limitación se debe cumplir un compromiso entre la fuerza máxima concedida al controlador de posición para evitar desplazamientos y la cercanía de los ángulos *Roll* y *Pitch* al punto de equilibrio, pues recordemos que si nos alejamos de la vecindad del mismo, el sistema podría volverse inestable.

Dicho esto, en la figura 10.4 puede apreciarse como el control de posición del sistema ha mejorado, ambas pruebas se realizaron el mismo día, aun así, el controlador de posición del sistema puede mejorarse mucho.

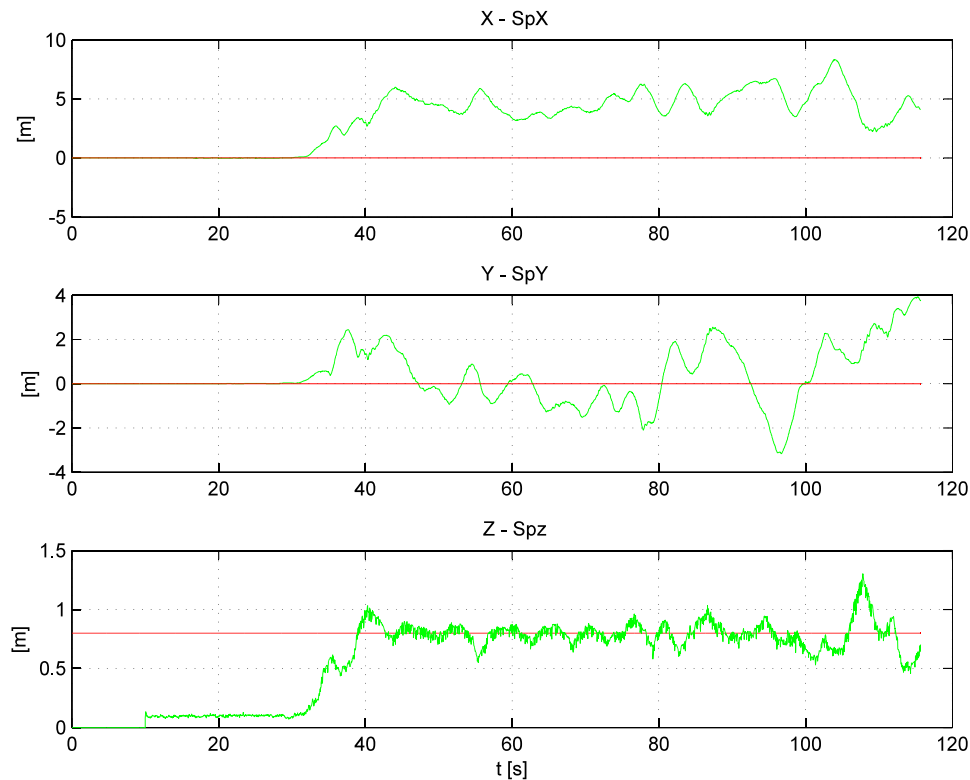


Figura 10.4: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).

En la figura 10.5, puede observarse como el controlador de estabilidad sigue de manera muy aceptable a los ángulos marcados por el controlador de posición, se debe destacar que se experimenta un poco de overshoot en estos dos ángulos, tal y como ocurría en las últimas simulaciones. Pero, como en muchos aspectos, no ha sido posible ajustar el controlador para eliminar este comportamiento indeseado, pues no se disponía del tiempo necesario. Lo mismo sucede con la guiñada, queda pendiente realizar otro reajuste de los parámetros del controlador de estabilidad que afectan a esta salida del sistema.

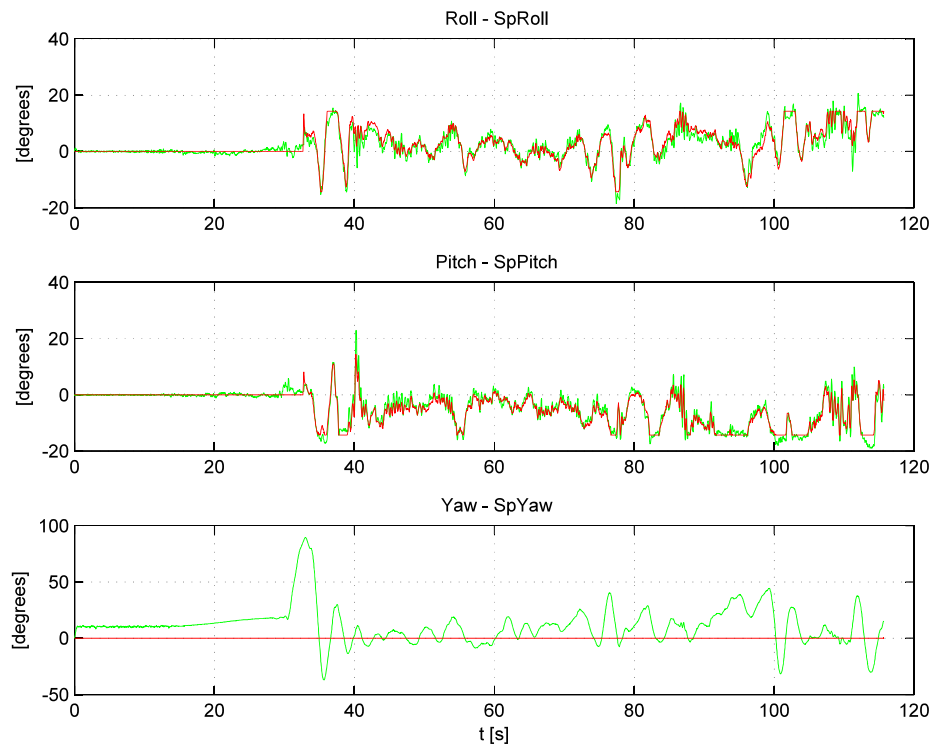


Figura 10.5: Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (*Roll* y *Pitch*) modificados por el controlador de posición.

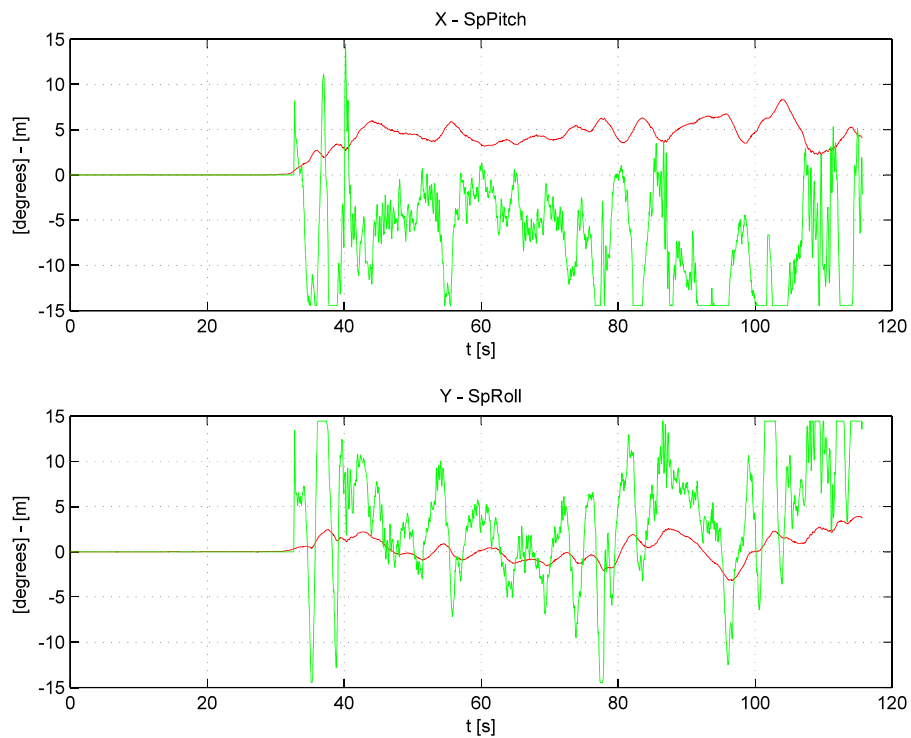


Figura 10.6: Señal de control (Ángulos *Roll* y *Pitch*) (—) generadas por el controlador de posición, frente a las variables a controlar (x e y) (—).

Si ahora se fija la atención en la figura 10.6, puede apreciarse como los parámetros del controlador de posición no están bien ajustados. Pues, por ejemplo, mientras que la posición en x sigue siendo positiva, el controlador tiene picos en los que solicita un ángulo de *Pitch* positivo, que recordemos, no favorecerá que el sistema vuelva a la posición de 0 metros solicitada por el setpoint, sino que provocará que el quadrotor siga experimentando un desplazamiento positivo en x . Esto, es debido a que la acción derivada tiene demasiada fuerza, o bien, necesita que la constante efectiva de su filtro paso bajo sea mayor, ya que estos momentos “ilógicos” del controlador coinciden con cambios bruscos de la posición horizontal, los cuales, la acción derivada amplifica exageradamente.

Por último, cabe destacar que la altura (figura 10.4) en el segundo 104 de la prueba, ha sido sometida a una perturbación intencionada para comprobar la eficacia y la robustez del controlador de estabilidad, para esta variable. Para ello, se ha colocado la mano durante un instante debajo del Lidar, lo que provoca que el sistema crea que esta a una altura menor. Como consecuencia, al quitar la mano se obtiene el pico de altura mostrado en dicha gráfica, alrededor del segundo 110.

10.4. Prueba 3

Tras realizar algunos ajustes, en el breve tiempo disponible, los resultados obtenidos al realizar una prueba en la que el quadrotor estuvo volando durante 5 minutos se muestran a continuación. Se debe añadir, que la prueba se paró no porque el sistema se volviese inestable, sino debido a que se quería reservar batería para realizar más pruebas.

Comenzando por la figura 10.7, en ella puede apreciarse como el sistema se mantiene alrededor de la misma posición durante los 5 minutos de vuelo, con desviaciones de unos 4 metros. Esto se considera bastante aceptable, pues los controladores han sido capaces de mantener al sistema estable durante bastante tiempo, y todo esto en presencia de una perturbación externa constante, el viento. Aun así, no se ha conseguido bajar al metro de precisión en el posicionamiento, pues como puede apreciarse en la figura 10.8 el controlador de posición sigue necesitando un reajuste más exigente, lo que seguramente conllevaría una gran cantidad de pruebas.

Por otro lado, en la figura 10.9 puede apreciarse la actitud del sistema. Observando las gráficas de esta figura, y la gráfica de la altura en la figura 10.7, puede afirmarse que salvo por un pequeño reajuste en los parámetros que controlan la guiñada del sistema (variable mucho menos crítica que los otros dos ángulos o la altura) el controlador de estabilidad realiza el hover, y el seguimiento de ángulos cercanos a este punto de equilibrio, de manera muy aceptable.

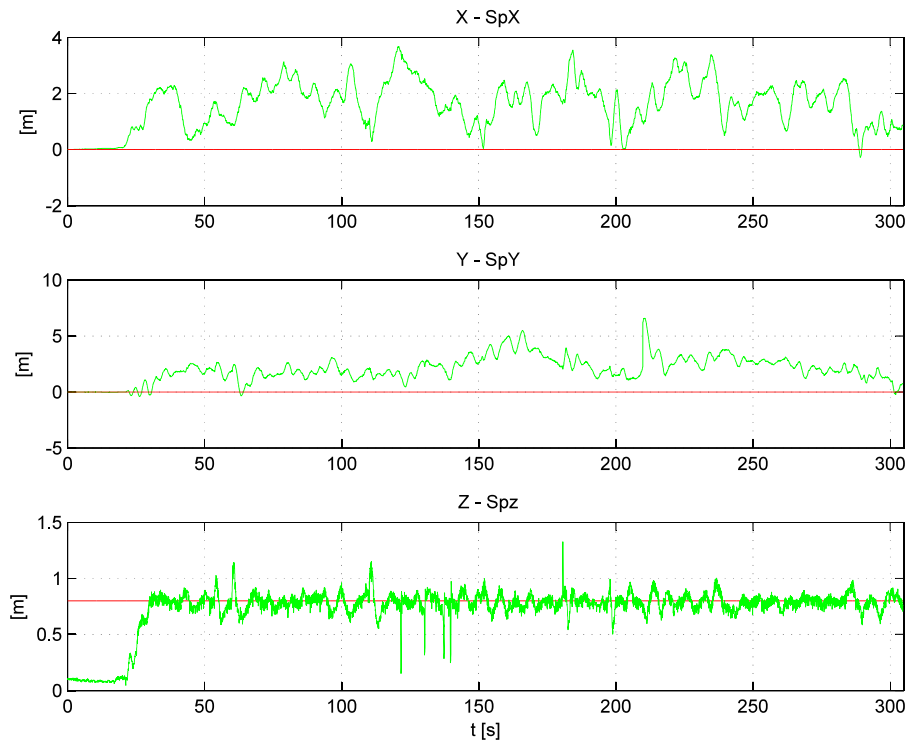


Figura 10.7: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).

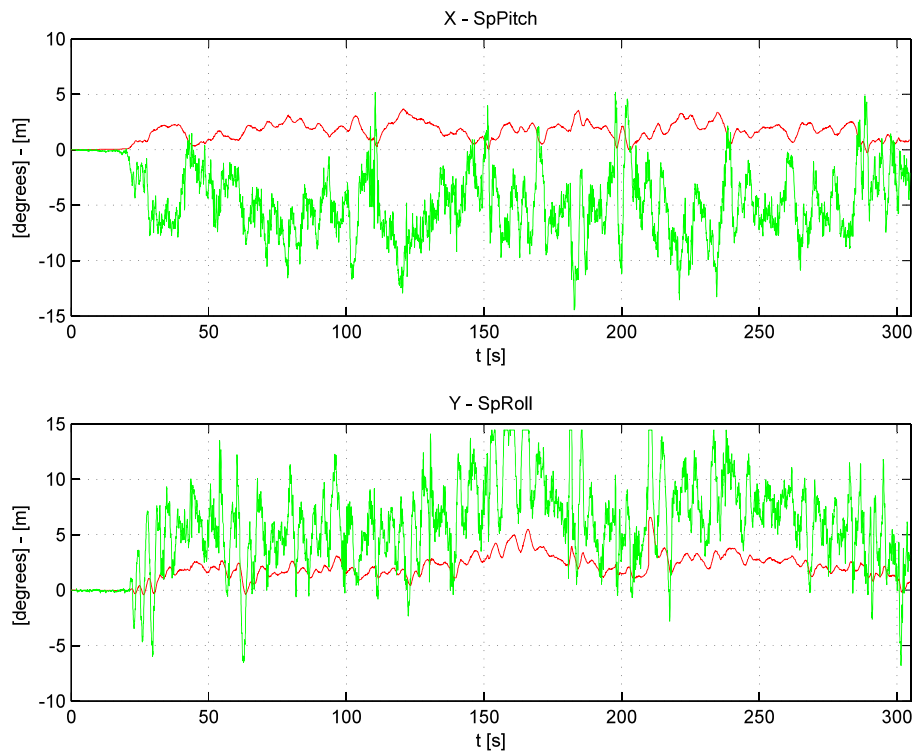


Figura 10.8: Señal de control (Ángulos *Roll* y *Pitch*) (—) generadas por el controlador de posición, frente a las variables a controlar (x e y) (—).

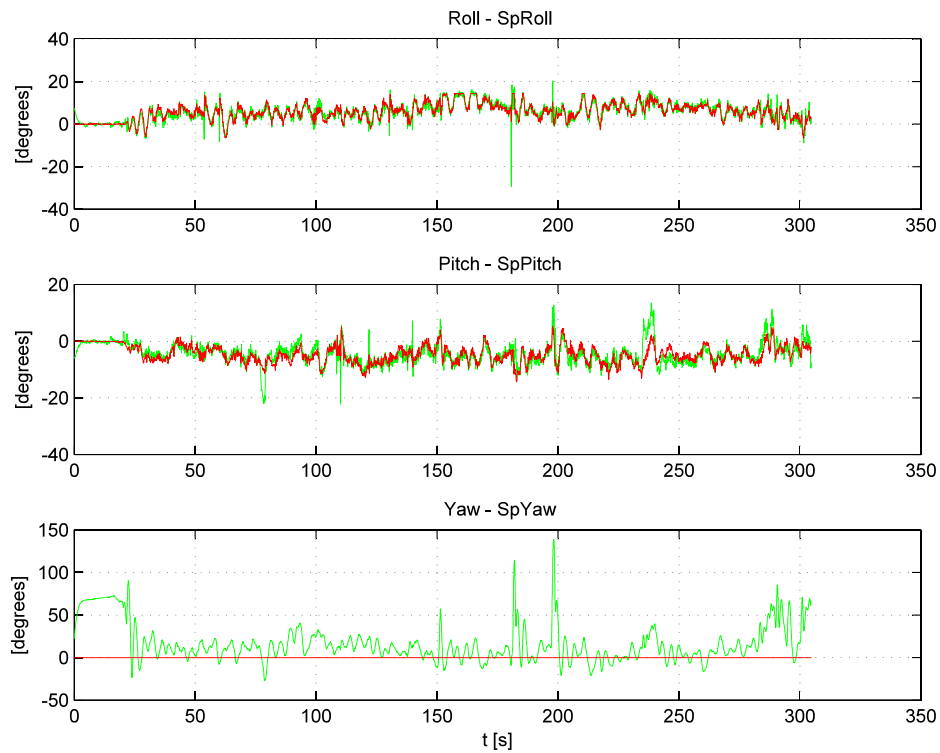


Figura 10.9: Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (*Roll* y *Pitch*) modificados por el controlador de posición.

Para terminar, con el análisis de los resultados obtenidos con controlador de estabilidad en el sistema real, se muestra en la figura 10.10 la estimación de la altura y la velocidad lineal en z (proyectada en el sistema de ejes tierra) que realiza el filtro de Kalman estacionario. Como puede observarse, este consigue reducir con éxito la mayoría de los falsos picos presentes en la medida entregada por el Lidar y, además, realiza una observación de la velocidad w del sistema bastante realista, con máximos de $\pm 1.5 \frac{m}{s}$ (menos de $\pm 5.5 \frac{Km}{h}$), hablando en valores absolutos de amplitud. Aunque se debe añadir, que las variables estimadas son mucho más ruidosas que los resultados obtenidos en simulaciones, esto hace pensar que probablemente se puedan obtener mejores resultados reajustando el filtro.

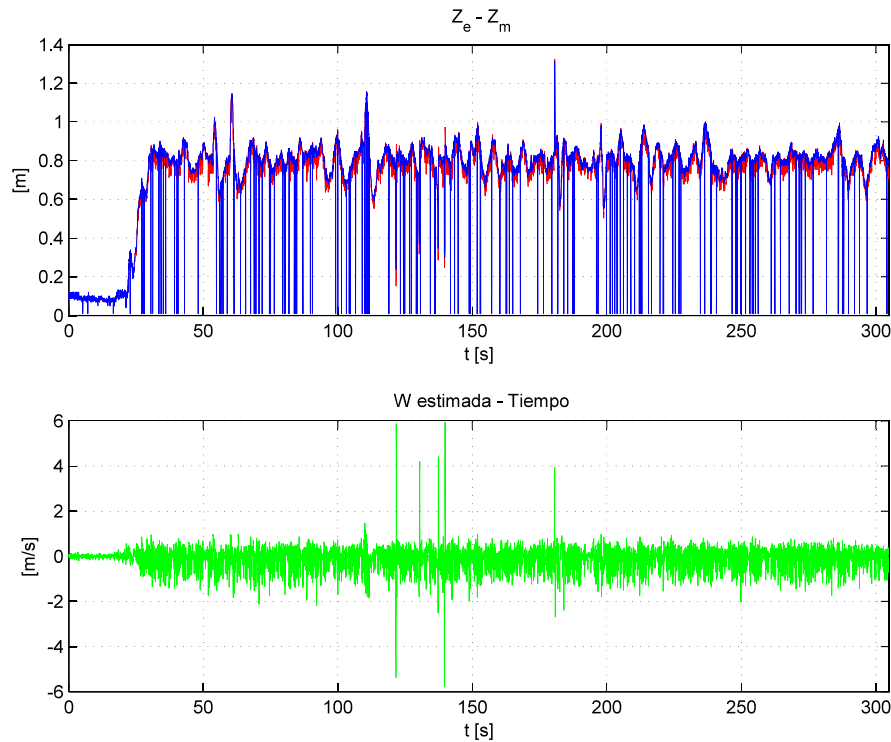


Figura 10.10: Gráfica superior: (—) medida de la altura entregada por el Lidar y (—) estimación de la altura realizada por el filtro de Kalman. Gráfica inferior, estimación de la velocidad lineal en z , proyecta en ejes tierra.

10.5. Prueba 4

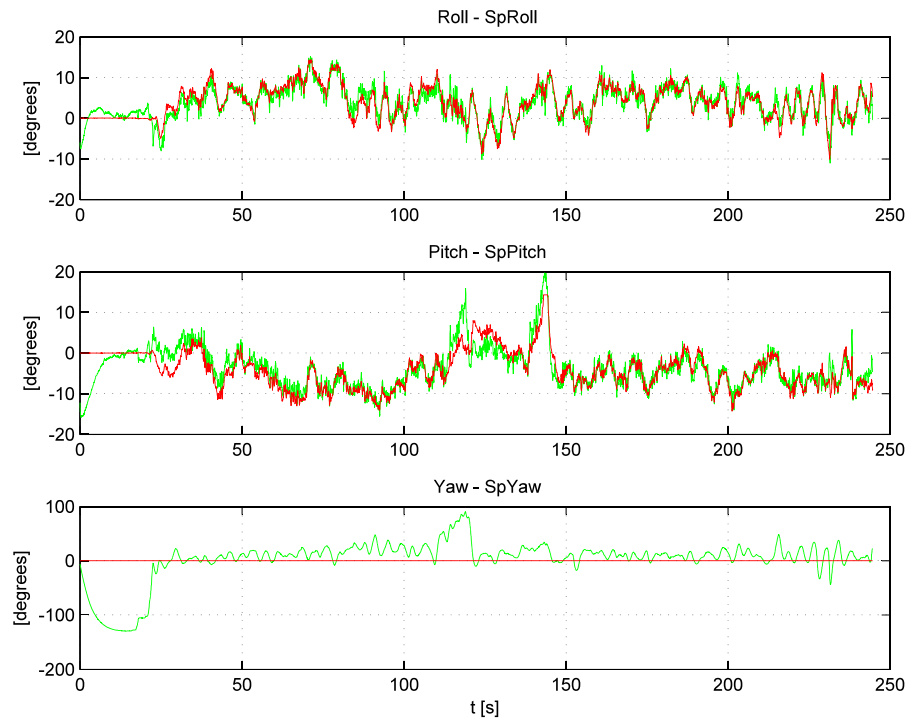


Figura 10.11: Ángulos del sistema (—) frente a los setpoints (—), dos de ellos (*Roll* y *Pitch*) modificados por el controlador de posición.

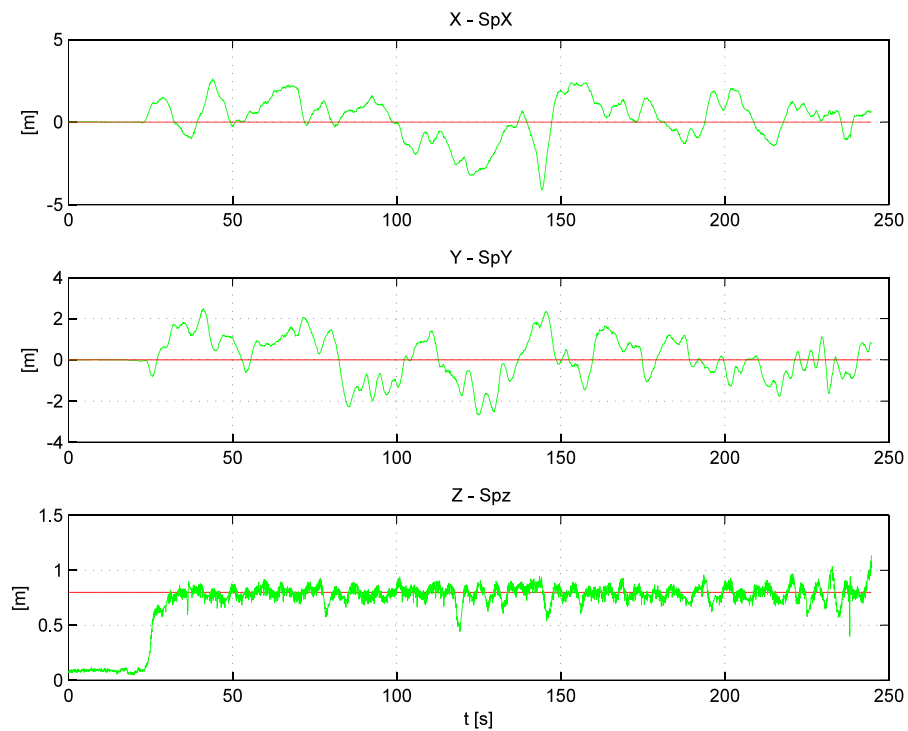


Figura 10.12: Posición del sistema (—) frente a los setpoints solicitados (—).

Para terminar, se han añadido estas dos últimas gráficas de la actitud (figura 10.11) y la posición (figura 10.12) del sistema, pertenecientes a otra prueba en la que el quadrotor permaneció en vuelo durante unos 250 segundos. Dicha prueba no aporta nuevos datos ni nuevas reflexiones, pero se muestra como aval de que los resultados mostrados en la prueba anterior no fueron fortuitos. Pues, el controlador, en la mayoría de las pruebas, consigue estabilizar al sistema alrededor de una posición solicitada durante un tiempo muy aceptable, todo sea dicho, con error claramente mejorable.

Capítulo 11

Diseño Unidad de la Vuelo

11.1. Introducción

En este capítulo se presentará la PCB en la que se materializarán los controladores desarrollados en capítulos anteriores. Dicha PCB ha sido diseñada en eagle y su forma adaptada para que la *Unidad de medición para Vehículos Aéreos no Tripulados*, presentada en el capítulo 5, encaje directamente y de la forma más compacta posible. Además, dicho diseño asegura que el MARG, cuyos ejes deben situarse alineados con los ejes cuerpo de la aeronave, este situado en el centro de la PCB, tal y como puede apreciarse en la figura 11.1, pues a su vez dicha PCB se encuentra centrada en la aeronave. La forma de la PCB es circular. Esto hace más flexible el sistema de referencia tomado en el quadrotor, pues con un simple giro permite adaptar el sistema de ejes cuerpo a una referencia en X o en $+$.

A continuación, se presentarán los circuitos y los componentes más importantes que forman la *Unidad de Vuelo*. Se debe añadir que, pese a que se ha intentado hacer la PCB a una sola cara esto ha sido imposible, pues el gran número de pines del microcontrolador y el compromiso con la localización de la *Unidad de medición para Vehículos Aéreos no Tripulados* obliga a realizar una PCB a doble cara con un número considerable de pasos de cara. No obstante, la localización elegida para estos pasos de cara permite sustituirlos por puentes en la parte superior de la PCB, quedando así la parte de abajo de la Unidad de Vuelo aislada. En la figura 11.1 puede apreciarse la localización de todos los componentes (SMD) sobre la Unidad de Vuelo.



Figura 11.1: Serigrafía de la unidad de Vuelo del quadrotor (escala 1.7 : 1).

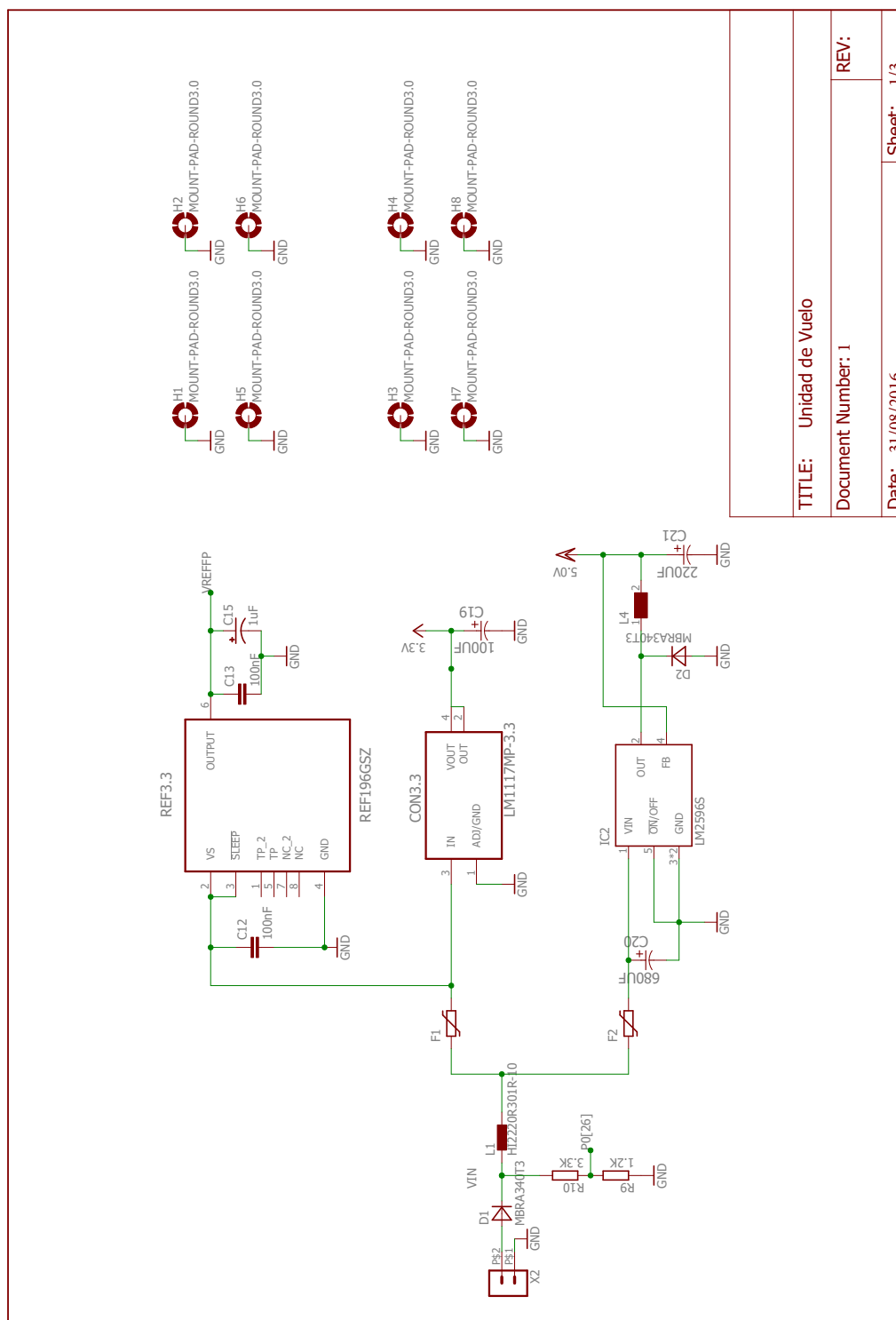


Figura 11.2: Esquemático de la alimentación que abastece a de la Unidad de Vuelo.



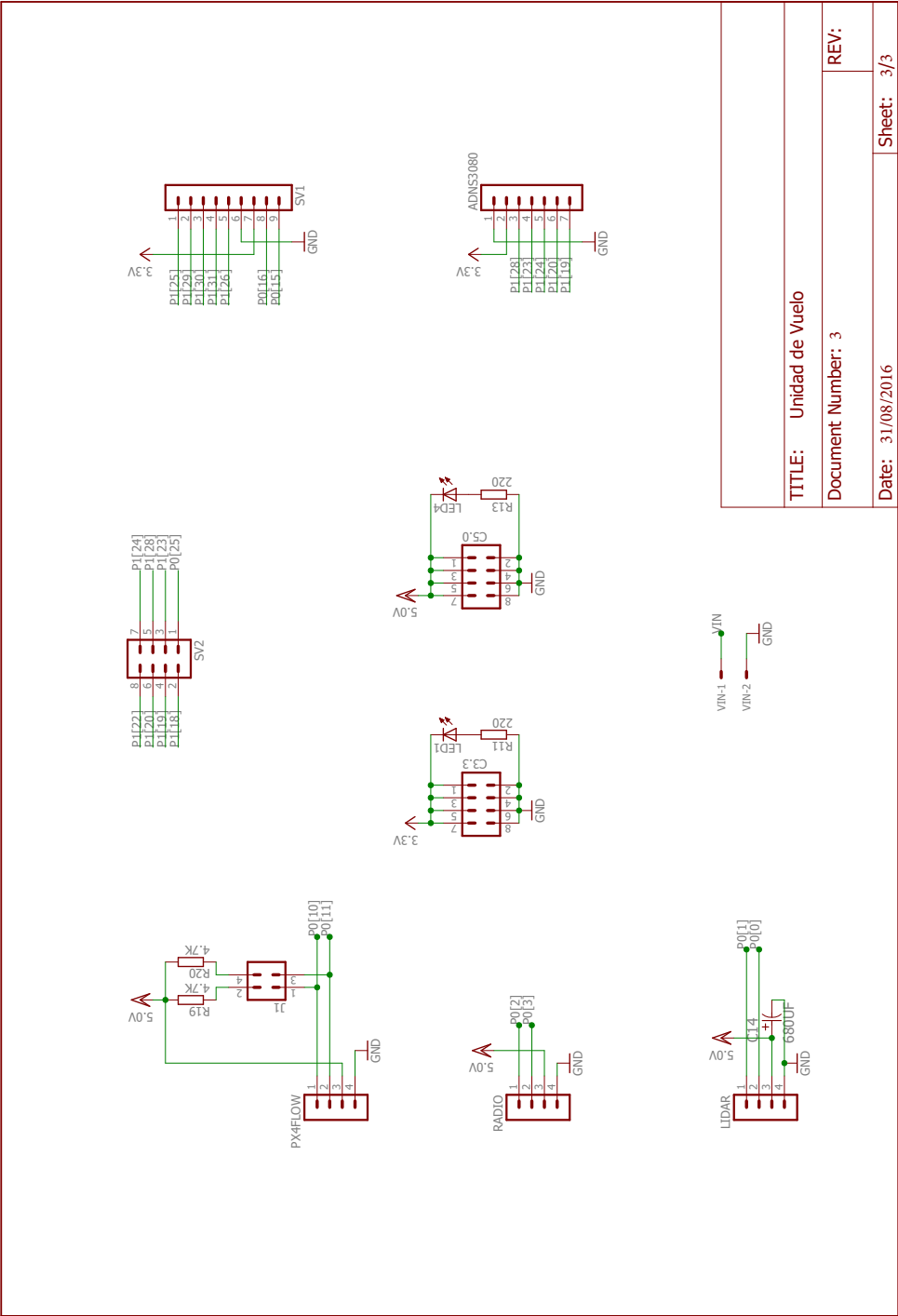


Figura 11.4: Esquemático de la Unidad de Vuelo. Conectores para periféricos externos.

11.2. Circuitos

En este apartado se presentarán y justificarán los esquemas de los circuitos empleados en el diseño de la Unidad de Vuelo, cuyo esquema completo puede apreciarse en las figuras 11.2, 11.3 y 11.4. Además, se describirán de manera somera los componentes empleados.

11.2.1. Alimentación

Como puede apreciarse en la figura 11.5, se disponen de tres convertidores DC-DC cuyas funciones se exponen a continuación.

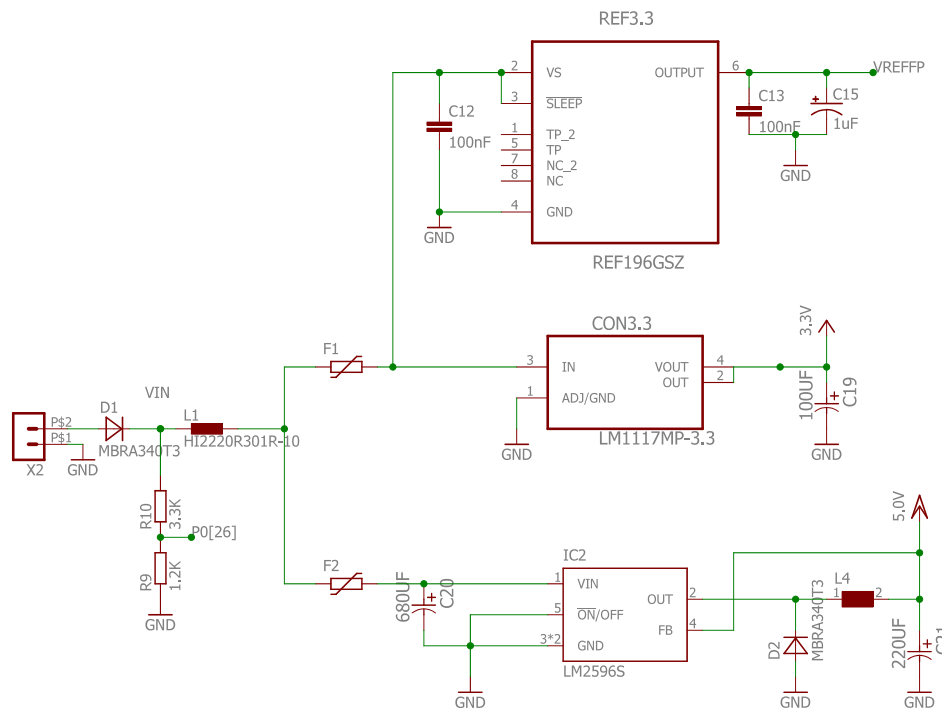


Figura 11.5: Esquemático alimentación de la unidad de control.

- Convertidor *REF196GSZ*. La función de este integrado es proporcionar una tensión de referencia de 3.3 V, a partir de una tensión de entrada de 12V, al convertidor ADC del microcontrolador LPC4078. No se emplea directamente la tensión de 3.3 V obtenida del convertidor *LM117MP-3.3*, pues como tensión de referencia no tiene la calidad suficiente.
- Convertidor *LM1117MP-3.3*. Es un convertidor lineal cuya función es la de proporcionar una tensión de 3.3 V al microcontrolador LPC4078 y a otros dispositivos que se alimentan al mismo nivel de tensión. Esta tensión de 3.3 V es obtenida a partir de una tensión de entrada de 12 V. Este convertidor no se ha elegido conmutado pues la corriente total que suministra no tiene un valor elevado. En este aspecto se realizó una valoración de prestaciones-precio y se decidió que un convertidor lineal era la mejor opción.

- Convertidor *LM2596S*. Es un convertidor conmutado cuya función es la de proporcionar una tensión de 5 V a partir de una tensión de entrada de 12 V. Estos 5 V son empleados por distintos dispositivos, como: Lidar-Lite, PX4FLOW, módulos de radio, LED indicadores, etc... La corriente total que suministra tiene un valor considerable, por lo tanto, en términos de eficiencia energética, el diseño exigía que el convertidor DC-DC fuese conmutado, a pesar del incremento de precio y de los componentes necesarios.

En la figura 11.5, aparte de los condensadores de filtrado a la entrada y a la salida de los convertidores, y de la bobina y el diodo Schottky para el convertidor conmutado, se han añadido varios elementos de protección:

- Diodo de protección. Su función es soportar posibles tensiones inversas a la entrada de la Unidad de vuelo, para así evitar posibles daños a los componentes de dicha Unidad.
- Los fusibles F_1 y F_2 son PTCs (fusibles reseteables), de forma que a temperatura ambiente su resistencia es aproximadamente de $0\ \Omega$, pero si se produjese algún cortocircuito entre masa y cualquier línea de 3.3 V o de 5 V, o un consumo por encima de lo previsto, los elevados niveles de corriente que circularían por estos componentes los calentarían, aumentando su valor resistivo hasta impedir el flujo de corriente, impidiendo así posibles daños a otros componentes.

Por último, de la figura 11.5 se deben mencionar:

- La bobina L_1 es un núcleo de ferrita, cuya función es filtrar el ruido de alta frecuencia presente en la alimentación.
- Las resistencias R_9 y R_{10} forman un divisor de tensión, cuyo objetivo es adaptar el nivel de la tensión de la batería al fondo de escala del convertidor ADC del LPC4078. De esta forma se podrá obtener en tiempo real el nivel de batería disponible y con este el tiempo de vuelo restante.

11.2.2. Microcontrolador LPC4078FBD80

En primer lugar, y fijando la atención en la figura 11.6, puede apreciarse como:

- Por un lado, se vuelve a filtrar la tensión de alimentación de 3.3 V con varios condensadores, los cuales convienen que estén situados físicamente lo más cerca posible del microcontrolador para asegurar que las líneas de alimentación captan el menor nivel de ruido posible (disminuyendo la distancia desde el filtro al pin de entrada), y, puesto que la entrada de la tensión de alimentación al microcontrolador se realiza desde varios puntos, se necesita un condensador para cada entrada.
- Por otro lado, en la figura 11.6 pueden observarse dos cristales de cuarzo. El primero de ellos (Q_1) genera la señal necesaria para fijar la frecuencia de operación del microcontrolador. El segundo, es utilizado por el RTC (reloj en tiempo real) del microcontrolador. Ambos cristales van acompañados de dos condensadores, los cuales completan el circuito oscilador formado por el cristal de cuarzo y la puerta inversora que posee internamente el microcontrolador.

11.2.3. Periféricos

En este subapartado se presentarán los periféricos que acompañan al microcontrolador. La mayoría de ellos son fundamentales, pues o bien van conectados a los sensores presentados en el capítulo 5, o son necesarios para realizar indicaciones desde la Unidad de control.

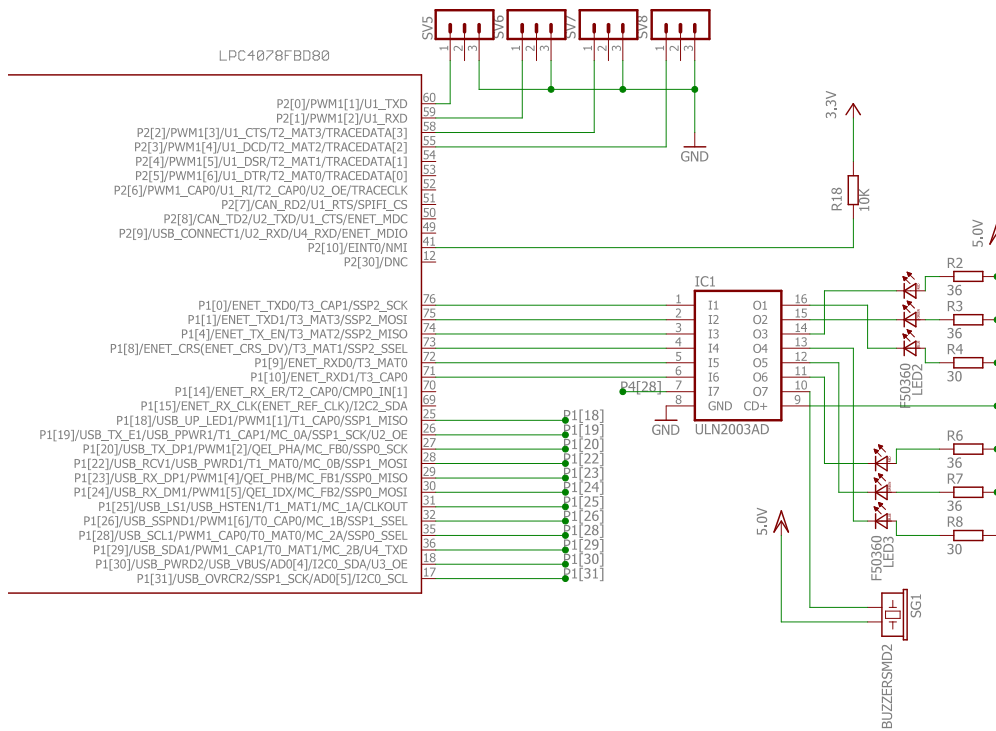


Figura 11.8: Esquemático periféricos de la Unidad de Vuelo.

En la figura 11.8, puede observarse dos grupos de componentes principales:

- En la parte superior pueden observarse cuatro conectores, los cuales son los encargados de llevar las cuatro señales PWMs desde el microcontrolador a los ESCs.
- Bajo estos cuatro conectores puede apreciarse el integrado *ULN2003AD*. Este componente contiene siete pares de transistores en darlington, de los cuales se están empleando seis para poder alimentar a dos leds tricolor de alta luminosidad, representados en el esquema de la figura 11.8 como seis leds independientes con sus correspondientes resistencias de polarización. El par restante se está empleando para suministrar la corriente necesaria al zumbador *SG1*.

En la figura 11.9 puede apreciarse la memoria EEPROM añadida a la Unidad de Vuelo. Al ser una memoria no volátil es de gran utilidad, pues se pueden escribir en ella, en tiempo real, los datos que se consideren importantes de las variables que intervienen en el vuelo del sistema. El modelo concreto de la EEPROM es

el *M95M01-R* de ST Microelectronics, posee 128 Kbytes de memoria y emplea el protocolo de comunicación *SPI*.

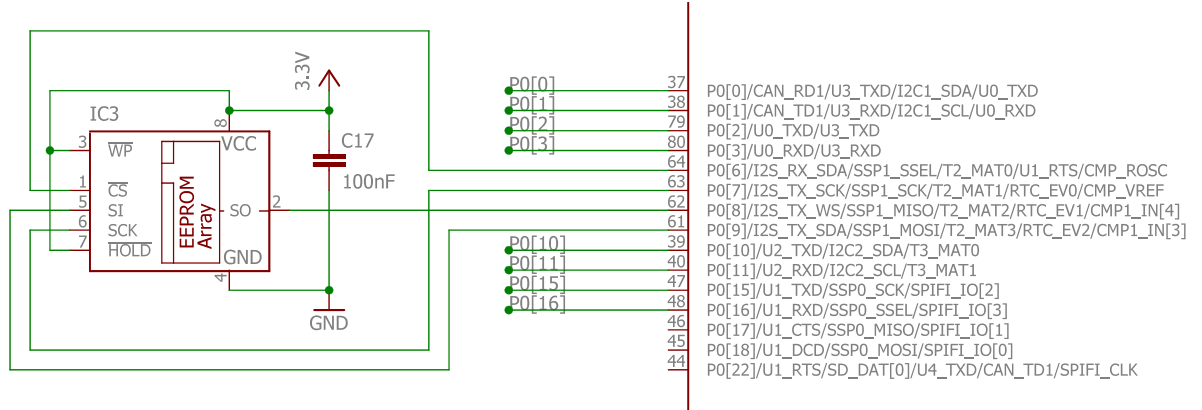


Figura 11.9: EEPROM añadida a la Unidad de Vuelo.

Como puede apreciarse en la figura 11.9:

- La EEPROM se alimenta a 3.3 V, dentro del rango admisible por este integrado ([1.8, 5.5] V). Además, se ha añadido el condensador C_{17} de 100 nF para filtrar dicha tensión de alimentación.
- Como ya se ha comentando, el protocolo de comunicación empleado por este integrado es *SPI*, por lo que los cuatro pines dedicados a ello (\overline{CS} , SO , \overline{WP} , CLK) se han conectado a los pines correspondientes del módulo *SSP1* del microcontrolador.
- El pin \overline{WP} se emplea para activar el modo de protección de áreas de memoria, las cuales son seleccionadas según el valor de los bits BP_1 y BP_0 del registro de estado. Se ha colocado a nivel alto de forma que las áreas de memoria protegidas puedan ser seleccionadas según el valor de los dos bits anteriores. Por otro lado, la señal enviada al pin \overline{HOLD} se usa para pausar cualquier comunicación serie con el dispositivo, sin necesidad de manipular la señal \overline{CS} del protocolo de comunicación *SPI*. Este pin se ha colocado a nivel alto, por lo que no alterará el funcionamiento normal del protocolo *SPI*.

En la figura 11.10 se muestran los conectores específicos para el Lidar-Lite, el sensor de posición PX4FLOW y uno de los módulos de radio.

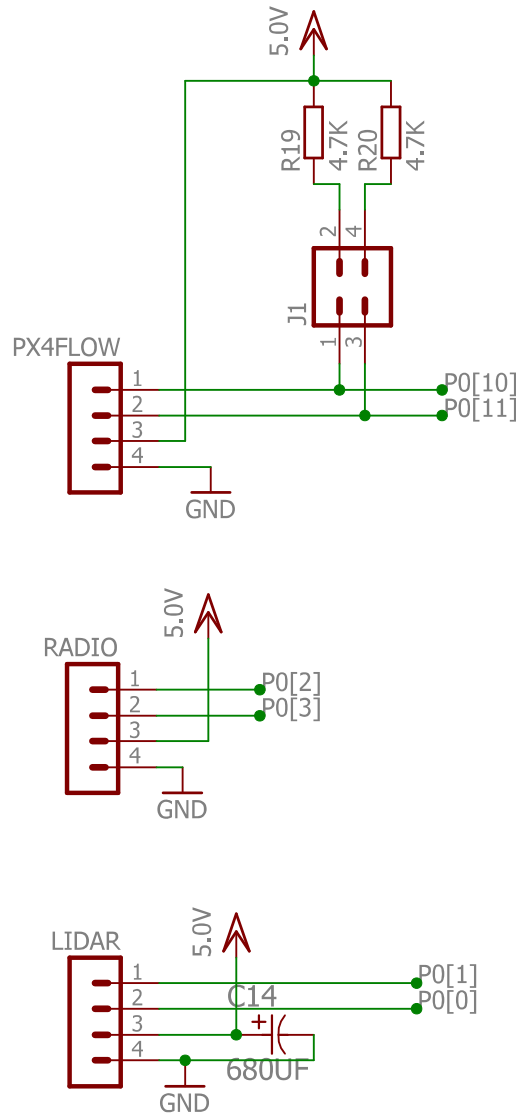


Figura 11.10: Conectores específicos de la Unidad de Vuelo.

- El Lidar-Lite exige un condensador de $680\ \mu F$ para filtrar su alimentación, de 5 V. Además, emplea el protocolo de comunicación I2C, para el cual el dispositivo ya incluye internamente las resistencias de pull-up, por lo que no ha sido necesario incluirlas en la Unidad de control.
- El módulo de radio emplea el protocolo de comunicación UART y se alimenta a 5 V.
- El sensor de posición PX4FLOW se alimenta a 5 V. Además, puede emplear los protocolos de comunicación I2C o UART. Por ello, este conector va a pines que pueden tener estas dos funciones. Esto puede apreciarse en la figura 11.3. Por lo

tanto, los dos jumper empleados en este conector se utilizan para seleccionar el protocolo de comunicación: I2C, si conectan dichos pines a las dos resistencias de pull-up, o UART si dichas resistencias quedan desconectadas.

Continuando con la exposición de los periféricos del microcontrolador, en la figura 11.11 se muestran los conectores de la *Unidad de Medición*: un conector auxiliar de ocho pines y un conector para un sensor de posicionamiento que probablemente se utilice en pruebas futuras.

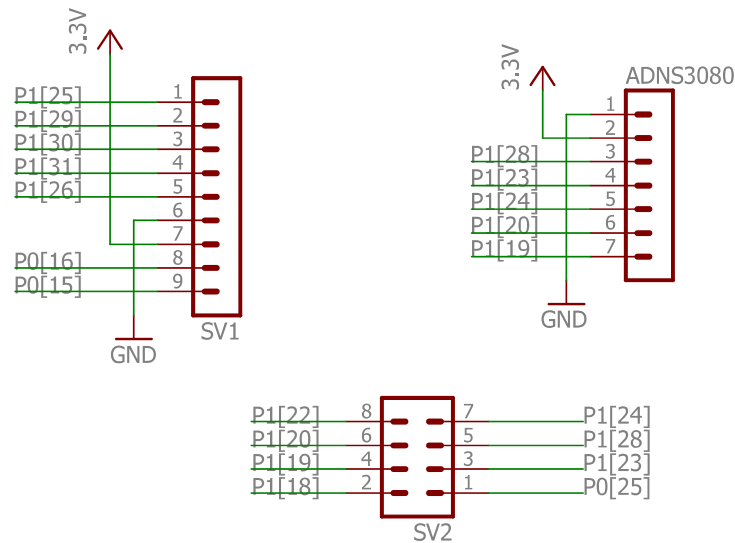


Figura 11.11: Conectores específicos de la Unidad de Vuelo.

- El conector SV_1 va acoplado al conector macho de la *Unidad de medición para Vehículos Aéreos no Tripulados*, cuyos pines se corresponden con los de dicha unidad, ya presentada en el capítulo 5.
- El conector SV_2 , de ocho pines, no tiene una función específica en este trabajo. Pero se prevé que para nuevas pruebas y para estudios futuros probablemente se requiera de nuevos sensores o actuadores. Por lo que, para que la PCB diseñada sea válida para nuevos retos, se ha decidido aprovechar al máximo los recursos del microcontrolador. Para ello, se han dispuesto en este conector el acceso, entre otros, a los siguientes periféricos internos del LPC4078:
 - Están disponibles las cuatro señales necesarias para realizar la comunicación con un dispositivo a través del protocolo SPI, en concreto con el $SSP0$ del microcontrolador.
 - También se ha dispuesto las entradas de captura del timer 1 (CAP_0 y CAP_1), pues durante este trabajo se ha trabajado con sensores que pueden enviar medidas cuyo valor viene dado en función del ciclo de trabajo de una señal PWM.
 - Además, entre otras muchas opciones, se ha dispuesto de una entrada a un canal analógico del convertidor ADC, la salida exterior del timer 1 MAT_0 y de una salida PWM.

- Por último, el conector restante permitirá recibir datos desde el sensor *ADNS3080*. Este es un sensor de posicionamiento que emplea la misma tecnología que los ratones de ordenador. Para recoger los datos entregados se emplea el protocolo *SPI*, en concreto el módulo *SSP0* del microcontrolador. Además este dispositivo incluye un reset, el cual se puede activar mediante software a través del pin *P1*[18].

Por último, en las figuras 11.12 y 11.13 pueden apreciarse tres conectores de alimentación (a 3.3 V, a 5 V y a los 12 V que suministra la batería) y un pulsador que emplea lógica inversa, respectivamente.

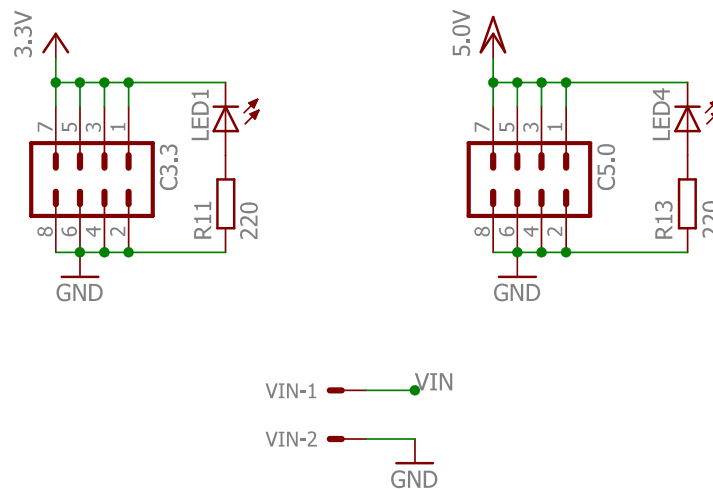


Figura 11.12: Conectores de alimentación: a 3.3 V, a 5 V y a 12 V. Se han empleado leds indicadores, con sus resistencias de polarización, para verificar que la alimentación esta operativa.

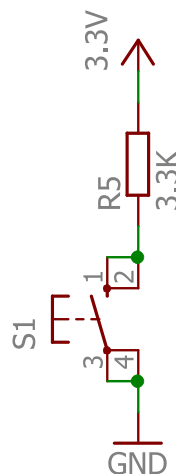


Figura 11.13: Pulsador, lógica inversa.

11.3. PCB

En este apartado, se mostrarán las dos caras de la PCB de la Unidad de Vuelo. En la figura 11.14 puede apreciarse la cara superior y en la figura 11.15 la cara inferior.

Cabe destacar que en el trazo de las pistas se ha tenido en cuenta:

- El grosor de las mismas, en función de la corriente que circulará por estas.
- Establecer un recorrido no muy extenso para las líneas de frecuencias elevadas, para evitar que emitan y reciban ruido en exceso.
- Zonas de disipación de calor para los dos convertidor DC-DC de alimentación, según especifica el fabricante en el datasheet.

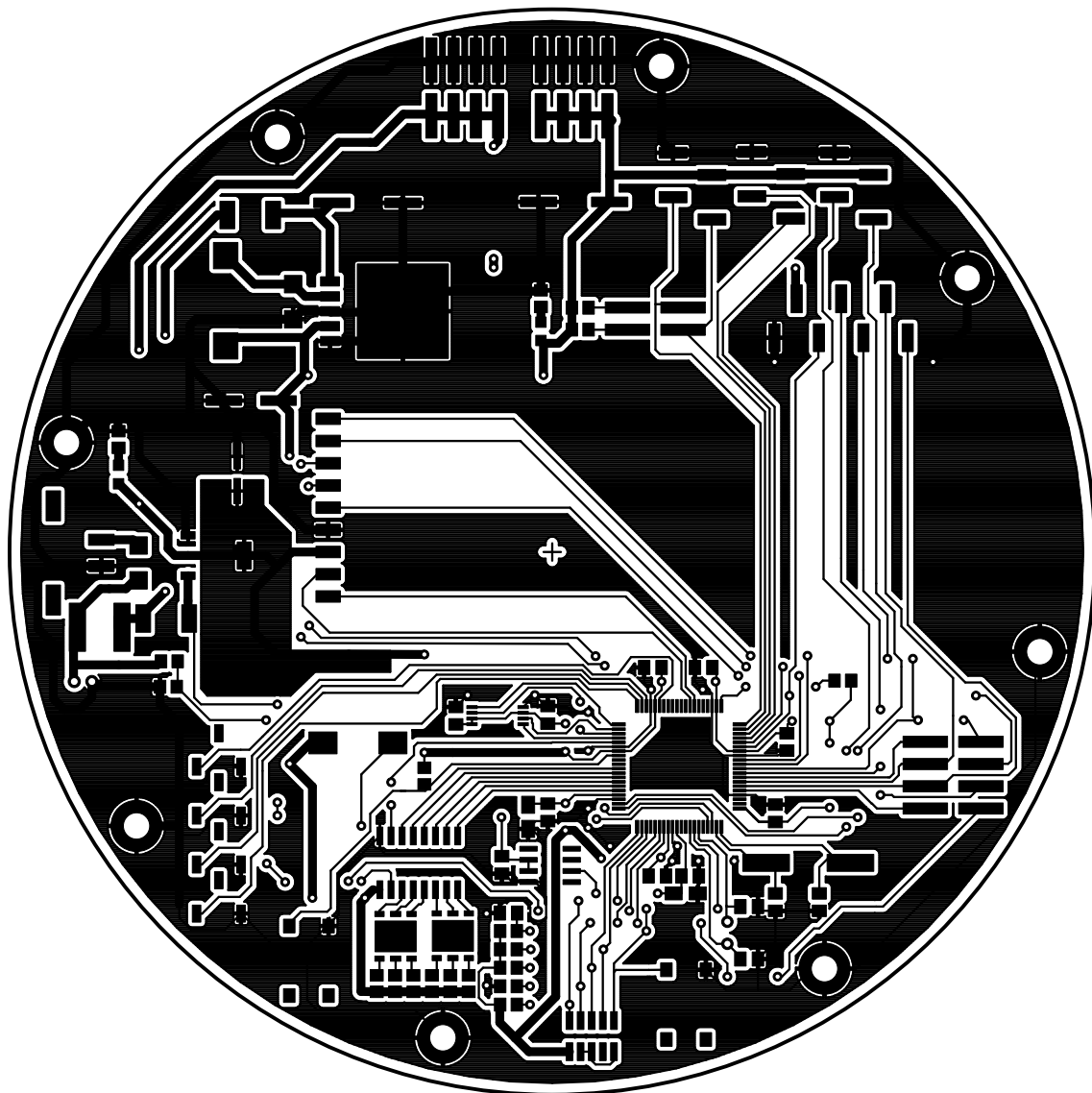


Figura 11.14: Cara superior de la PCB Unidad de vuelo (escala 1.7 : 1).

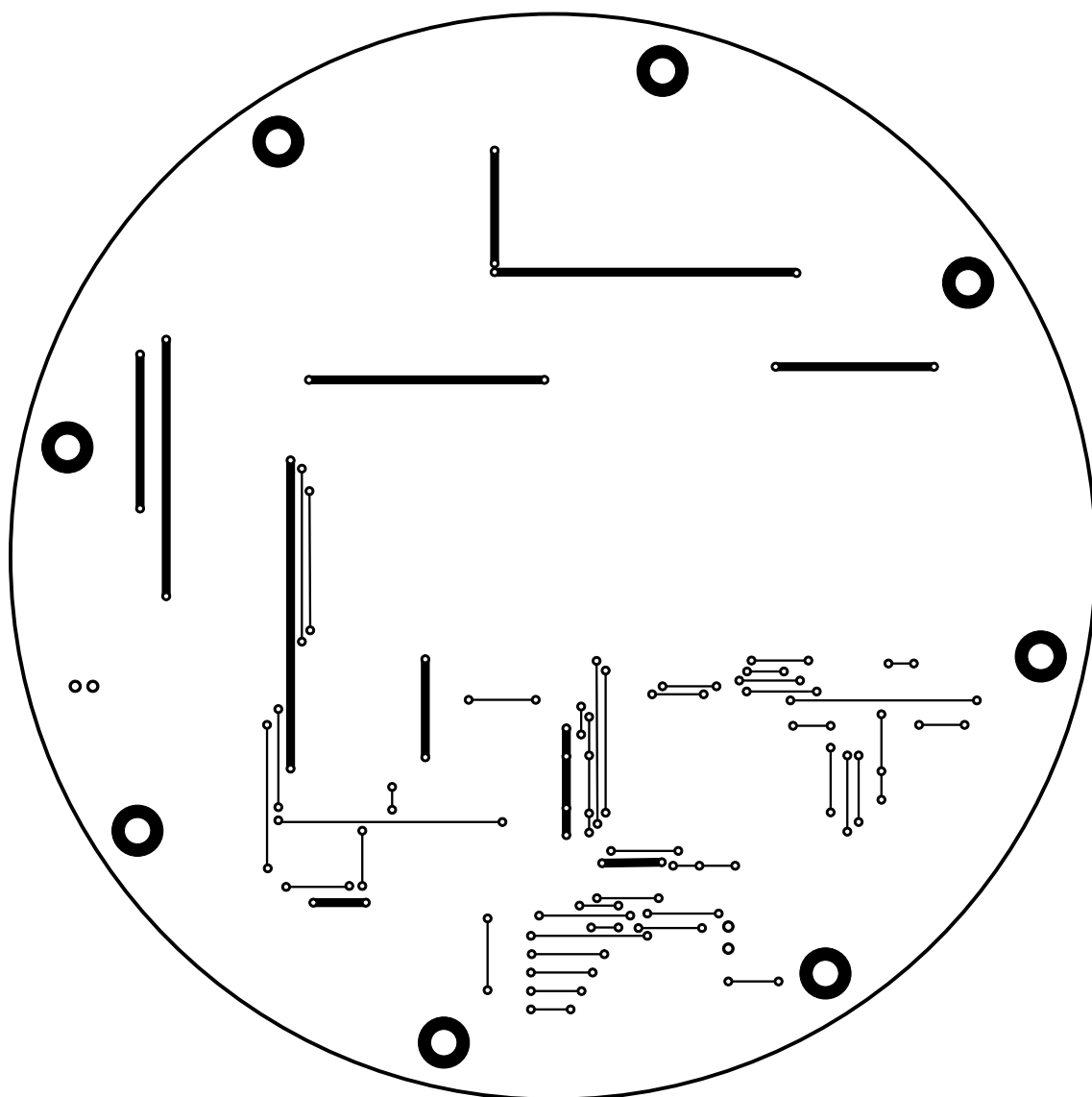


Figura 11.15: Cara inferior de la PCB Unidad de vuelo (escala 1.7 : 1).

Capítulo 12

Conclusiones

En este capítulo, se desarrollarán las principales conclusiones obtenidas al realizar este proyecto. Para ello, se intentará seguir un orden secuencial con respecto a los capítulos anteriores.

En primer lugar, cabe mencionar que, a día de hoy, los drones han cobrado una popularidad innegable, ya que se utilizan tanto en aplicaciones en las que son muy útiles como en otras en las que realmente no son la solución más apropiada, pues se ha llegado a su uso “inadecuado” por simple empuje de la sociedad. Dicho esto, y sabiendo el nivel de conocimientos que otros autores y empresas han adquirido sobre estos vehículos, se optó por este proyecto, pues en el peor de los casos, los conocimientos adquiridos serían muy enriquecedores, y en la mejor situación, en un mercado tan abierto como este siempre existe la posibilidad de contribuir, aunque sea con un pequeño granito, y encontrar un lugar comercial.

- El modelo matemático, el cual ha sido caracterizado para el quadrotor NAZA F450, puede considerarse una buena aportación de este proyecto al grupo de investigación GAPSIS. Pues, al disponer de un modelo no lineal, y del sistema real al que este representa, se pueden diseñar una gran variedad de controladores y realizar múltiples comparativas, con un grado de seguridad superior que si se emplease un modelo obtenido de algún artículo. Esto, puede dar pie a que se generen varias publicaciones.
- La parte central de este proyecto, el diseño de los controladores, ha sido un reto muy motivante. Gracias a la complejidad del sistema, se ha conseguido comprender profundamente los fundamentos de los controladores LQR. Pues, como ya se ha comprobado, no solo se debe tener un buen conocimiento de todas las variables que intervienen en el sistema, además es necesario comprender bien la dinámica del mismo y de los controladores, para así poder prever el comportamiento del sistema en lazo cerrado. Gracias a esto, he conseguido romper una brecha entre dos campos de conocimiento, que hasta el presente proyecto, estaba inconexos: las técnicas de control modernas basadas en el espacio de estados y las estructuras de control más convencionales, PI, PID, I-PD, etc ... Una vez comprendidos estos aspectos, se ha logrado cumplir el objetivo del proyecto con éxito con dos estructuras de control distintas, tanto

la estructura I-PD como la estructura PID.

Por otro lado, el control de posición realizado en este proyecto, aunque no ha sido muy bueno, ha permitido realizar pruebas con el sistema real sin necesidad de intervenir de forma manual, además ha establecido unas bases a partir de las cuales realizar mejores diseños de controladores. Cabe añadir que, la complejidad y la falta de robustez del sensor PX4FLOW ha complicado muchísimo el control de la posición del sistema, por lo que antes de intentar realizar el diseño de un nuevo controlador de posición, merece la pena centrarse en mejorar la estimación la posición horizontal.

- Con respecto a la *Unidad de medición para vehículos aéreos no tripulados*, puede decirse que se ha conseguido una plataforma pequeña y robusta, la cual puede acoplarse a cualquier aeronave para entregar los valores en bruto de todas las magnitudes necesarias para poder controlar un UAV. Se debe añadir que el presupuesto final del prototipo resulta muy atractivo (unos 30 euros), además se han conseguido buenos resultados con los algoritmos de estimación de la actitud. Por lo que, si en una segunda etapa se consigue una buena estimación de la posición ([33] y [34]), a partir de las medidas entregadas por los sensores que componen esta tarjeta, añadiendo un microcontrolador y unos cuantos componentes electrónicos mas se tendría una plataforma completa que entregaría medidas muy fiables y cuyo precio de fabricación no superaría los 50 euros. La cual, podría convertirse en un verdadero producto comercial, muy competitivo frente a las soluciones que actualmente existen en el mercado.

Además, con la *Unidad de medición para vehículos aéreos no tripulados* pueden implementarse diversos algoritmos de fusión de sensores, en especial los referidos a la actitud del sistema ([28] o aplicando el filtro de Kalman extendido), y puesto que se dispone de un buen modelo matemático del quadrotor real, se pueden realizar comparativas entre las estimaciones obtenidas aplicando distintos algoritmos. Esto, puede dar lugar a varias publicaciones.

- En cuanto a la *Unidad de Control*, aunque se ha realizado su diseño en Eagle y la selección de componentes, no ha sido posible fabricarla aun, pues no se ha dispuesto del tiempo suficiente.

Para terminar, añadir que este trabajo ha sido muy motivador y enriquecedor, tras casi un año de trabajo, se ha podido llevar a la práctica la mayoría de los conocimientos de control y de electrónica adquiridos durante el grado. Además, es un punto de partida fundamental para completar otros objetivos propios, como abrir futuros campos de investigación de la mano de mis tutores, y del grupo GAPSIS en general. Para así poder seguir adquiriendo conocimientos e indagar en posibles campos de estudio sobre los que realizar un doctorado, y si se diese la oportunidad poder realizar alguna publicación sobre el tema.

Bibliografía

- [1] E. Carlos y V. Gonzales, *Modelamiento Dinámico y control LQR de un Quadrotor Modeling and LQR control of a Quadrotor*, vol. 13, pp. 71-86, 2010.
- [2] M. Gómez, M. Pérez y C. Puentes, *MÉCANICA DEL VUELO*.
- [3] J. Xiong y E. Zheng, *Optik Optimal Kalman Filter for state estimation of a quadrotor UAV*, Opt. - Int. J. Light Electron Opt., vol. 126, n.o 21, pp. 2862-2868, 2015.
- [4] J. Xiong y E. Zheng, *Position and attitude tracking control for a quadrotor UAV*, ISA Trans., vol. 53, n.o 3, pp. 725-731, 2014.
- [5] G. Cai, B. M. Chen and T. H. Lee, *Diseño e implementación de un sistema embebido de control de actitud para aeronaves no tripuladas*, Facultad de ingeniería Universidad de Buenos Aires, 2013.
- [6] R. Pallás, *Sensores y acondicionadores de señal*, Barcelona : Marcombo Boixareu, 1998.
- [7] J.M. Drake, *El amplificador de instrumentación*, Dpto. de Electrónica y Computadores, Santander, 2005.
- [8] J.J. González, *Amplificadores diferenciales, de instrumentación y de puente*, Universidad de Cádiz.
- [9] F. Rodríguez y M.J. López, *Control adaptativo y robusto*, Universidad de Sevilla.
- [10] Katsuhiko Ogata, *Ingeniería de control moderna*.
- [11] Katsuhiko Ogata, *Sistemas de Control en Tiempo Discreto*.
- [12] Victor Etxebarria, *Sistemas de control no lineal y robótica*.
- [13] Teppo Luukkonen, *Modelling and control of quadcopter*, Espoo, August 22, 2011.
- [14] E. Reyes-valeria, R. Enriquez-caldera, S. Camacho-lara, y J. Guichard, *LQR Control for a Quadrotor using Unit Quaternions?: Modeling and Simulation*, pp. 172-178, 2013.
- [15] S. Khatoon, *PID and LQR Control for a Quadrotor?: Modeling and Simulation*, pp. 796-802, 2014.

- [16] H. C. T. E. Fernando, D. Silv, A. T. A, y D. Z. M. D. C, *Modelling , Simuulation and Implementation of a Quadrotor UAV*, pp. 207-212, 2013.
- [17] Y. Tang, Y. Li, y T. Ma, *Design, Implementation and Control of a Small-scale UAV Quadrotor*, vol. 183, pp. 2364-2369, 2014.
- [18] QGROUNDCONTROL, Junio 2016, MAVLink, <http://qgroundcontrol.org/mavlink/start>.
- [19] Noviembre 2015, *Quadcopter Dynamics, Simulation, and Control*, <http://andrew.gibiansky.com/downloads/pdf/Quadcopter>.
- [20] D. Honegger, L. Meier, P. Tanskanen and M. Pollefeys, *An Open Source and Open Hardware Embedded Metric Optical Flow CMOS Camera for Indoor and Outdoor Applications*, May 2013, ETH Zürich, Switzerland.
- [21] F. Alam, Z. Zhaihe, y H. Jiajia, *A Comparative Analysis of Orientation Estimation Filters using MEMS based IMU*, 2014.
- [22] A. Cavallo, A. Cirillo, P. Cirillo, G. De Maria, P. Falco, C. Natale, y S. Pirozzi, *Experimental Comparison of Sensor Fusion Algorithms for Attitude Estimation*, pp. 7585-7591, 2014.
- [23] D. Pozo, N. Sotomayor, J. Rosero y L. Morales *Medición de Ángulos de Inclinación por Medio de Fusión Sensorial Aplicando Filtro de Kalman*, *Escuela Politécnica Nacional, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, 1 ENERO 2014.
- [24] E. Serrano, R.O Sirne y G. La Mura, *Rotaciones, secuencia aeroespacial y cuaterniones. Una revisión de las relaciones fundamentales*, UNSAM, Escuela Superior Técnica, 14, 2014, pp. 11-28.
- [25] Basile Graf, *Quaternions And Dynamics*, February, 2007.
- [26] G.F. Torres del Castillo, *La representación de rotaciones mediante cuaterniones*, 1999, Universidad Autónoma de Puebla, México.
- [27] Sebastian O.H. Madgwick, *An efficient orientation filter for inertial and inertial/magnetic sensor arrays*, April 30, 2010.
- [28] M. Bangura and R. Mahony, *An Open-Source Implementation of a Unit Quaternion based Attitude and Trajectory Tracking for Quadrotors*, 2-4 Dec 2014.
- [29] Jean J. Labrosse, *MicroC/OS-II, The Real-Time Kernel*.
- [30] Jean J. Labrosse, *MicroC/OS-III, The Real-Time Kernel*.
- [31] A. Burns and A. Wellings, *Sistemas de Tiempo Real y Lenguajes de Programación*.
- [32] QGROUNDCONTROL, Junio 2016, MAVLink, <http://qgroundcontrol.org/mavlink/start>.

- [33] S. Sukkarieh, E. M. Nebot, y H. F. Durrant-whyte, *A High Integrity IMU/GPS Navigation Loop for Autonomous Land Vehicle Applications*, vol. 15, n.o 3, pp. 572-578, 2006.
- [34] J. Wendel, O. Meister, C. Schlaile, G. F.Trommer. *An Integrated GPS/MEMS-IMU navigation system for an autonomous helicopter*. German Aerospace Congress 2005.
- [35] DAQ M Series *NI USB-621x User Manual*, NATIONAL INSTRUMENT, 04/2009.
- [36] *LPC408x/407x User manual*, NXP, Rev 3.0, 03/2014.
- [37] *GPS Receiver A2235-H User's Manual*, Rev 1.0, maestro GPS receiver, 08/15/2012.
- [38] *MPL3115A2, I2C Precision Altimeter*, Rev 4.0, Freescale Semiconductor, 09/2015.
- [39] *MPU-9250 Product Specification*, Rev 1.0, InvenSense, 01/17/2014.
- [40] *Register Map and Descriptions*, Rev 1.4, InvenSense, 9/9/2013.
- [41] *AK8963-axis Electronic Compass*, Rev 2.0, AsahiKASEI, 10/2013.
- [42] *TECHNICAL DESCRIPTION Fastrax IT520 OEM GPS Receiver*, REV 1.2, Fastrax Ltd. , 10/09/2010.
- [43] *iNEMO inertial module: 3D accelerometer, 3D gyroscope, 3D magnetometer*, Rev 2.0, ST, 08/2013.
- [44] *LIDAR-Lite Operating Manual*, Rev 1.0, PULSED LIGHT, 02/12/2014.
- [45] *M95M01-DF M95M01-R*, Rev 13, ST Microelectronics, 06/2016.